



ITS

Institut
Teknologi
Sepuluh Nopember

TUGAS AKHIR - TE 141599

**DESAIN 4-SWITCH QUASI Z-SOURCE INVERTER 3
FASA UNTUK KONTROL KECEPATAN MOTOR
BRUSHLESS DC DENGAN MENGGUNAKAN SKEMA
CURRENT CONTROL**

I Wayan Wirasa
NRP 07111440000118

Dosen Pembimbing
Heri Suryoatmojo, ST., MT., Ph.D.
Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.

DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO
Fakultas Teknologi Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2018t



TUGAS AKHIR - TE 141599

**DESAIN 4-SWITCH QUASI Z-SOURCE INVERTER 3
FASA UNTUK KONTROL KECEPATAN MOTOR
BRUSHLESS DC DENGAN MENGGUNAKAN SKEMA
CURRENT CONTROL**

I Wayan Wirasa
NRP 07111440000118

Dosen Pembimbing
Heri Suryatmojo, ST., MT., Ph.D.
Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.

DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO
Fakultas Teknologi Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2018



FINAL PROJECT - TE 141599

**DESIGN OF 3 PHASE 4-SWITCH QUASI Z-SOURCE
INVERTER FOR BRUSHLESS DC MOTOR SPEED
CONTROL USING CURRENT CONTROL SCHEME**

I Wayan Wirasa
NRP 07111440000118

Supervisors
Heri Suryoatmojo, ST., MT., Ph.D.
Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.

DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING
Faculty of Electrical Technology
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2018

PERNYATAAN KEASLIAN TUGAS AKHIR

Dengan ini saya menyatakan bahwa isi keseluruhan tugas akhir saya dengan judul "**Desain 4-Switch Quasi Z-Source Inverter 3 Fasa untuk Kontrol Kecepatan Motor Brushless DC dengan Menggunakan Skema Current Control**" adalah benar-benar hasil karya intelektual mandiri, diselesaikan tanpa menggunakan bahan-bahan yang tidak diizinkan dan bukan merupakan karya pihak lain yang saya akui sebagai karya sendiri.

Semua referensi yang dikutip maupun dirujuk telah ditulis secara lengkap pada daftar pustaka.

Apabila ternyata pernyataan ini tidak benar, saya bersedia menerima sanksi sesuai peraturan yang berlaku.

Surabaya, Juli 2018



I Wayan Wirasa
07111440000118

**DESAIN 4-SWITCH QUASI Z-SOURCE INVERTER 3 FASA
UNTUK KONTROL KECEPATAN MOTOR BRUSHLESS DC
DENGAN MENGGUNAKAN SKEMA CURRENT CONTROL**

TUGAS AKHIR

**Diajukan Guna Memenuhi Sebagian Persyaratan
Untuk Memperoleh Gelar Sarjana Teknik
Pada
Bidang Studi Teknik Sistem Tenaga
Departemen Teknik Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember**

Menyetujui :

Dosen Pembimbing I



**Heri Suryoatmojo, ST., MT., Ph.D.
NIP. 198006032006041003**

Dosen Pembimbing II



**Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.
NIP. 197311192000031001**



DESAIN 4-SWITCH QUASI Z-SOURCE INVERTER 3 FASA UNTUK KONTROL KECEPATAN MOTOR BRUSHLESS DC DENGAN MENGGUNAKAN SKEMA CURRENT CONTROL

Nama mahasiswa : I Wayan Wirasa

Dosen Pembimbing I : Heri Suryoatmojo, ST., MT., Ph.D.

Dosen Pembimbing II : Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.

ABSTRAK

Aplikasi motor BLDC di berbagai bidang seperti *aerospace* dan kendaraan listrik semakin diminati karena memiliki efisiensi yang tinggi dan pemeliharaan yang minimal. Hal ini mengharuskan komponen elektronik BLDC memiliki efisiensi yang baik dan biaya yang terjangkau. Topologi yang paling umum digunakan adalah *dual stage converter* menggunakan *boost-buck converter* dan *voltage source inverter* (VSI). Topologi dengan *dual stage converter* menambah rugi-rugi keseluruhan rangkaian. Selain topologi tersebut, VSI dengan penyaklaran termodulasi untuk mengatur kecepatan motor BLDC masih banyak digunakan karena memiliki respon transien yang baik. Namun, pada implementasinya VSI memiliki masalah akibat pengaruh *electromagnetic interference* (EMI) *noise* yang menyebabkan *misgating* pada saklar. EMI akan menyebabkan keadaan *shoot-through* yang dapat mengakibatkan kerusakan pada komponen saklar. Topologi *4-switch quasi Z-source inverter* sebagai pengendali motor BLDC diusulkan untuk mengatasi masalah di atas. Topologi *4-switch inverter* mereduksi saklar yang digunakan pada inverter sehingga diharapkan dapat menghemat biaya. Rangkaian *quasi Z-source* merupakan rangkaian impedansi (*Z-network*) yang mampu memanfaatkan kondisi *shoot-through* yang merugikan pada VSI untuk melakukan *boosting* tegangan. Hasil pengujian menunjukkan jika topologi yang diusulkan mampu mengontrol kecepatan motor BLDC tiga fasa dengan baik pada berbagai referensi kecepatan dan kondisi beban yang berubah-ubah. Rangkaian *quasi Z-source* yang digunakan mampu menaikkan tegangan motor hingga dua kali tegangan sumber.

Kata kunci: *4-switch Topology, Brushless DC Motor, Inverter, Kontrol Kecepatan, PWM Control, Quasi Z-Source*

Halaman ini sengaja dikosongkan

DESIGN OF 3 PHASE 4-SWITCH QUASI Z-SOURCE INVERTER FOR BRUSHLESS DC MOTOR SPEED CONTROL USING CURRENT CONTROL SCHEME

Student Name : I Wayan Wirasa
Supervisor I : Heri Suryoatmojo, ST., MT., Ph.D.
Supervisor II : Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.

ABSTRACT

BLDC motor is widely used in such sectors as aerospace and electric vehicle due to its high efficiency and low maintenance. It requires the electric component of the motor has high efficiency and low-cost properties. The most common topology used is a dual stage converter consist of voltage source inverter (VSI) and a buck-boost converter. The topology uses two converters which will increase the overall losses. Other topology usually used is a VSI with modulated switching scheme which has a faster transient response than previous topology. But, VSI suffer from electromagnetic interference (EMI) noise causing switching miss-gating when it implemented. It can damage the inverter caused by high flow of current called shoot-through condition. Four-switch quasi Z-source inverter for BLDC speed control is proposed to overcome the listed problem. It reduces the number of switching component used in the inverter to reduce the cost. Quasi Z-source network is employed to manipulate shoot-through state for voltage boosting. The simulation result shows that the proposed topology capable to control three phase BLDC motor speed with a good speed response in various speed references and mechanical load. Quasi Z-source circuit is able to boost the voltage up to twice the source voltage.

Keyword: *4-switch Topology, Brushless DC Motor, Inverter, PWM Control, Quasi Z-Source Network, Speed Control*

Halaman ini sengaja dikosongkan

KATA PENGANTAR

Puji Syukur penulis panjatkan ke hadirat Tuhan Yang Maha Esa atas segala rahmat yang telah dilimpahkan-Nya sehingga penulis mampu menyelesaikan tugas akhir dengan judul **“DESAIN 4-SWITCH QUASI Z-SOURCE INVERTER 3 FASA UNTUK KONTROL KECEPATAN MOTOR BRUSHLESS DC DENGAN MENGGUNAKAN SKEMA CURRENT CONTROL”**.

Tugas akhir ini disusun sebagai salah satu persyaratan untuk menyelesaikan jenjang pendidikan S1 pada Bidang Studi Teknik Sistem Tenaga, Departemen Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Elektro, Institut Teknologi Sepuluh Nopember. Atas selesainya penyusunan tugas akhir ini, penulis mengucapkan terima kasih kepada:

1. Tuhan Yang Maha Esa atas limpahan rahmat, karunia dan petunjuk-Nya.
2. Ni Nengah Siwi dan I Nyoman Selamat yang merupakan Ibu dan Bapak penulis atas doa dan cinta yang tak henti pada penulis dalam keadaan apa pun dan selalu memotivasi penulis agar mampu menyelesaikan tugas akhir ini. Semoga mereka selalu diberikan kesehatan dan umur panjang.
3. Bapak Heri Suryoatmojo, ST., MT., Ph.D dan Bapak Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D selaku dosen pembimbing yang telah memberikan arahan, bimbingan dan perhatiannya selama proses penyelesaian tugas akhir ini.
4. Seluruh dosen dan karyawan Departemen Teknik Elektro ITS yang telah memberikan banyak ilmu dan menciptakan suasana belajar yang luar biasa.
5. Teman-teman asisten Laboratorium Konversi Energi Listrik yang telah menemani dan memberikan dukungan selama masa kuliah sampai penyusunan tugas akhir ini.
6. Mahasiswa S2, Mas Ridwan, Mas Firyal, dan Mas Anggi yang telah bersedia meluangkan waktunya untuk membantu kelancaran pengerjaan tugas akhir ini.
7. Teman-teman TPKH-ITS yang selalu memberikan dukungan moral untuk tetap bersemangat dalam selama pengerjaan tugas akhir ini.
8. Teman-teman seperjuangan E-54 yang selalu saling menyemangati dan berbagi informasi demi kelancaran bersama.

Penulis telah berusaha maksimal dalam penyusunan tugas akhir ini. Namun tetap besar harapan penulis untuk menerima saran dan kritik

untuk perbaikan dan pengembangan tugas akhir ini. Semoga tugas akhir ini dapat memberikan manfaat yang luas.

Surabaya, Juli 2018

Penulis

DAFTAR ISI

PERNYATAAN KEASLIAN TUGAS AKHIR.....	i
ABSTRAK	iii
ABSTRACT	v
KATA PENGANTAR.....	vii
DAFTAR ISI.....	ix
DAFTAR GAMBAR.....	xiii
DAFTAR TABEL	xvii
BAB 1 PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Permasalahan	2
1.3 Tujuan	2
1.4 Batasan Masalah.....	2
1.5 Metodologi	3
1.6 Sistematika Penulisan.....	4
1.7 Relevansi.....	5
BAB 2 MOTOR <i>BRUSHLESS DC</i> DAN PENGEMUDIAN .	7
2.1 Motor Brushless Direct Current <i>Tiga Fasa</i>	7
2.2 Six Switch Three Phase Inverter	10
2.3 Four-switch Quasi Z-Source Three Phase Inverter	13
2.3.1 <i>Four-Switch Three Phase Inverter</i>	13
2.3.2 Rangkaian <i>Quasi Z-Source</i>	19
2.4 Skema Kontrol 4-Switch Quasi Z-Source Three Phase Inverter.....	22
2.4.1 Pengaturan Arus Fasa C pada Mode I dan Mode IV	23
2.4.2 Penambahan Keadaan <i>Shoot-through</i> pada Mode V dan Mode VI.....	26
2.4.3 Mode II dan Mode III	27
2.5 Sistem Kontrol Kecepatan.....	27

BAB 3 KONTROL KECEPATAN MOTOR BLDC	29
3.1 Spesifikasi Motor Brushless DC	29
3.2 Konfigurasi Kontrol Kecepatan Menggunakan SSTPI	30
3.3 Konfigurasi Kontrol Kecepatan Menggunakan FS-qZTPI.....	31
3.4 Perancangan FS-qZTPI.....	32
3.4.1 Penentuan Nilai Kapasitor FSTPI	32
3.4.2 Penentuan Parameter Rangkaian <i>Quasi Z-Source</i> .	34
3.5 Pemodelan Kontrol Strategi FS-qZTPI.....	35
3.5.1 Penentuan Mode berdasarkan Sinyal <i>Hall</i>	35
3.5.2 Pemodelan Strategi Penyaklaran Berbasis Vektor Tegangan dengan PWM	35
3.6 Pemodelan Pengontrol PI.....	39
3.6.1 Penentuan Umpan Balik Pengontrol PI.....	40
3.6.2 Penentuan Parameter Pengontrol PI	41
BAB 4 HASIL DAN PEMBAHASAN	43
4.1 Karakteristik Rangkaian <i>Quasi Z-Source</i>	43
4.2 Karakteristik Kontrol Kecepatan Motor BLDC dengan <i>Six-Switch Three Phase Inverter</i> (SSTPI)	45
4.2.1 Analisa Pengujian <i>Open Loop</i>	45
4.2.2 Analisa Pengujian <i>Close Loop</i>	50
4.3 Karakteristik Kontrol Kecepatan Motor BLDC dengan <i>Quasi Z-Source 4-Switch Three Phase Inverter</i> (FS-qZTPI).....	53
4.3.1 Analisa Pengujian <i>Open Loop</i>	53
4.3.2 Analisa Pengujian <i>Close Loop</i>	57
4.4 Perbandingan Kontrol Kecepatan dengan SSTPI dengan FSTPI	62

4.4.1	Pengujian dengan Kecepatan Berubah dan Torsi Tetap.....	62
4.4.2	Pengujian dengan Kecepatan Tetap dan Torsi Berubah.....	64
BAB 5 PENUTUP.....		69
5.1	Kesimpulan	69
5.2	Saran	69
DAFTAR PUSTAKA		71
LAMPIRAN.....		73
BIODATA PENULIS.....		81

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1	Pembentukan medan magnet motor BLDC [2]..	7
Gambar 2.2	Urutan Penyalaan Fasa pada Motor BLDC Berdasarkan Informasi Sinyal <i>Hall</i>	8
Gambar 2.3	Rangkaian Ekuivalen Motor BLDC Tiga Fasa [8]	9
Gambar 2.4	Rangkaian <i>Six Switch Three Phase Inverter</i>	12
Gambar 2.5	Skema Penyaklaran SSTPI dengan Metode PWM.....	12
Gambar 2.6	Topologi 4-Switch Quasi Z-Source Three Phase Inverter	13
Gambar 2.7	Topologi FSTPI untuk suplai motor BLDC.....	14
Gambar 2.8	Rangkaian Ekuivalen Inverter untuk Suplai Motor BLDC pada Setiap Mode (a) Mode I, (b) Mode II, (c) Mode III, (d) Mode IV, (e) Mode V, (f) Mode VI.....	15
Gambar 2.9	Rangkaian Ekuivalen Mode II	16
Gambar 2.10	Bentuk Gelombang Arus Fasa C, Arus dan Tegangan Kapasitor C1 dan Kapasitor C2.....	18
Gambar 2.11	Topologi <i>Quasi Z-Source</i> [1].....	20
Gambar 2.12	Kondisi <i>Shoot-through</i> dan <i>Non Shoot-through</i> pada rangkaian qZ.....	20
Gambar 2.13	Diagram Vektor Tegangan Pada Tabel 2.3	23
Gambar 2.14	Diagram Aliran Arus untuk setiap <i>Adjusting Vector</i> pada Mode I (a) V(10001), (b) V(00011)	24
Gambar 2.15	Diagram Aliran Arus untuk setiap <i>Adjusting Vector</i> pada Mode IV (a) V(00101), (b) V(01001).....	24
Gambar 2.16	Skema PWM Berbasis Vektor Tegangan pada Tabel 2.4 dan Tabel 2.5	25
Gambar 2.17	Skema PWM pada II, Mode III, Mode V dan VI	27
Gambar 3.1	Kurva Torsi-Kecepatan Motor MOOG BN42-53IP-03	29

Gambar 3.2	Pemodelan Kontrol Kecepatan Motor BLDC menggunakan SSTPI	30
Gambar 3.3	Diagram Alir Blok <i>Mode</i>	31
Gambar 3.4	Diagram Alir Blok <i>Switch Selector</i>	31
Gambar 3.5	Konfigurasi Kontrol Kecepatan FS-qZTPI	32
Gambar 3.6	Skema Penyalan Berbasis Vektor Tegangan dengan PWM	36
Gambar 3.7	(a) Sinyal PWM dengan sudut fasa segitiga 0 derajat, (b) Sinyal PWM dengan sudut fasa segitiga 180 derajat	36
Gambar 3.8	Sinyal PWM untuk Mode I dan Mode IV	37
Gambar 3.9	Sinyal PWM untuk Mode V, VI, II dan III	37
Gambar 3.10	Diagram Alir Blok <i>PWM Selector</i>	39
Gambar 3.11	Pemodelan Pengontrol PI (a) Pemodelan Pengontrol PI untuk Kontrol Kecepatan dan Arus SSTPI dan FS-qZTPI (b) Pemodelan Pengontrol P untuk Kontrol Arus Fasa C pada FS-qZTPI	40
Gambar 4.1	Karakteristik Gelombang Tegangan pada Kapasitor, Induktor, dan Arus Induktor terhadap Kondisi <i>Shoot-through</i>	44
Gambar 4.2	Karakteristik Gelombang Tegangan V_s , V_{PN} , dan Arus Sumber	45
Gambar 4.3	Karakteristik Kecepatan Motor BLDC Sistem <i>Open Loop</i> Tanpa Beban	46
Gambar 4.4	Karakteristik Kecepatan Motor BLDC Sistem <i>Open Loop</i> dengan beban	46
Gambar 4.5	Karakteristik Torsi Tanpa Beban	47
Gambar 4.6	Karakteristik Torsi dengan Beban <i>Rating</i>	47
Gambar 4.7	Karakteristik Tegangan Fasa Motor BLDC	48
Gambar 4.8	Karakteristik Arus Fasa Motor BLDC Tanpa Beban	48
Gambar 4.9	Karakteristik Arus Fasa Motor <i>Brushless DC</i> Berbeban	49
Gambar 4.10	Pengaturan Tegangan Fasa dengan Metode PWM untuk Mengatur Kecepatan Motor BLDC	50

Gambar 4.11	Pembatasan Arus <i>Starting</i> pada Arus Fasa pada Kontrol Kecepatan Menggunakan SSTPI.....	51
Gambar 4.12	Bentuk Arus Kontrol Kecepatan Menggunakan SSTPI.....	51
Gambar 4.13	Respons Kecepatan Motor BLDC menggunakan SSTPI.....	52
Gambar 4.14	Respons Torsi Motor BLDC menggunakan SSTPI.....	52
Gambar 4.15	Tegangan Fasa V_{ab} , V_{bc} , dan V_{ca} saat Uji Open Loop.....	54
Gambar 4.16	Arus Fasa I_a , I_b , I_c , saat Uji Open Loop	54
Gambar 4.17	Gelombang Tegangan dan Arus Kapasitor C1 dan C2.....	55
Gambar 4.18	Kecepatan Motor BLDC Uji <i>Open Loop</i> dengan FSTPI.....	56
Gambar 4.19	Torsi Motor BLDC Uji <i>Open Loop</i> dengan FSTPI.....	56
Gambar 4.20	Perbandingan Nilai Puncak Tegangan Fasa Motor BLDC yang Disuplai dengan FS-qZTPI.	58
Gambar 4.21	Pembatasan Arus <i>Starting</i> pada Motor BLDC dengan FS-qZTPI	58
Gambar 4.22	Arus Fasa Motor BLDC (a) Menggunakan Pengontrol Arus Fasa C dan (b) Tidak Menggunakan Pengontrol Arus Fasa C	59
Gambar 4.23	Kontrol Arus Fasa C Menggunakan <i>Adjusting Vector</i> pada Mode I	60
Gambar 4.24	Respons Kecepatan Motor BLDC dengan Menggunakan FS-qZTPI	61
Gambar 4.25	Respons Torsi Motor BLDC dengan Menggunakan FS-qZTPI	61
Gambar 4.26	Respons Kecepatan Motor BLDC dengan Referensi Kecepatan Berubah.....	62
Gambar 4.27	Respons Torsi Motor BLDC dengan Referensi Kecepatan Berubah.....	63
Gambar 4.28	Respons Arus Fasa dengan Referensi Kecepatan Berubah.....	64

Gambar 4.29	Respons Torsi Motor BLDC dengan Torsi Mekanik Berubah	65
Gambar 4.30	Respons Kecepatan Motor BLDC dengan Torsi Mekanik Berubah	66
Gambar 4.31	Respons Arus Fasa dengan Torsi Mekanik Berubah	66

DAFTAR TABEL

Tabel 2.1	Skema Penyaklaran SSTPI untuk suplai motor BLDC	11
Tabel 2.2	Skema Penyaklaran FSTPI untuk suplai motor BLDC	14
Tabel 2.3	Vektor Tegangan Utama	22
Tabel 2.4	Vektor Tegangan untuk Pengaturan Arus pada Fasa C	23
Tabel 2.5	Pembagian Sub Mode Berdasarkan Kondisi Arus Fasa C	25
Tabel 2.6	Penentuan Duty Cycle Tiap <i>Adjusting Vector</i>	26
Tabel 3.1	Spesifikasi Motor BN42-53IP-03	29
Tabel 3.2	Penentuan D2 dan D3 Berdasarkan Arus Fasa C	38
Tabel 3.3	Parameter Pengontrol PID	41
Tabel 4.1	Profil Kecepatan Motor dengan SSTPI	52
Tabel 4.2	Profil Kecepatan Motor dengan FS-qZTPI	62
Tabel 4.3	Perbandingan Performa FS-qZTPI dan SSTPI	63
Tabel 4.3	Perbandingan Performa FS-qZTPI dan SSTPI	66

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Motor *direct current* (DC) tanpa sikat (*Brushless* DC, BLDC) merupakan salah satu jenis mesin listrik yang sedang banyak digunakan untuk berbagai aplikasi. Hal ini dikarenakan motor BLDC memiliki kerapatan daya yang tinggi, torsi keluaran yang besar dan respons dinamis yang cepat karena inersia rotor kecil. Salah aplikasinya adalah sebagai penggerak kendaraan listrik karena motor BLDC memiliki struktur yang sederhana sementara efisiensi yang dihasilkan tinggi akibat penggunaan magnet permanen [1], [2]. Walaupun konstruksi motor BLDC sederhana dan murah, harga motor BLDC masih cukup mahal karena biaya komponen elektronik yang tinggi [3].

Motor BLDC menghilangkan keterbatasan hantaran arus yang dikarenakan oleh sikat arang. Dengan menggantikan komponen komutasi mekanik menjadi komutasi elektrik sehingga pada *rating* yang sama, tegangan motor bisa didesain lebih kecil untuk memperkecil dimensi motor [2]. Komutasi elektrik motor BLDC menggunakan inverter 3 fasa untuk membuat putaran kutub magnet. Informasi posisi rotor dibutuhkan untuk memutar motor BLDC agar kutub magnet yang tercipta pada belitan dapat berada pada posisi yang tepat sesuai dengan posisi kutub magnet permanen. Penggunaan *hall effect* merupakan cara yang paling banyak digunakan untuk mengetahui posisi rotor. Informasi sensor digunakan untuk menentukan penyaklaran inverter 3 fasa [3].

Aplikasi motor BLDC mengharuskan komponen elektronik BLDC memiliki efisiensi yang baik dan kemampuan untuk menyesuaikan dengan karakteristik sumber. Salah satu contohnya, sumber yang sering digunakan untuk kendaraan listrik adalah baterai, *photovoltaic*, dan *fuel cell*. Ketiga sumber ini memiliki jangkauan tegangan yang konstan sehingga diperlukan pengaturan tegangan.

Beberapa jenis topologi konverter yang ditawarkan agar mampu memberi kontrol yang baik dan rugi-rugi kecil. Topologi yang paling umum digunakan adalah *dual stage converter* menggunakan *boost* atau *buck converter* dan *voltage source inverter* (VSI). Topologi dengan *dual stage converter* menambah rugi-rugi keseluruhan rangkaian. Selain itu, pengaturan kecepatan secara langsung dengan menggunakan *pulse wide modulation* (PWM) pada penyaklaran VSI banyak digunakan. Namun,

hai ini memiliki masalah akibat pengaruh *electromagnetic interference* (EMI) *noise* yang menyebabkan *misgating* pada saklar. EMI akan menyebabkan keadaan *shoot through* yang dapat mengakibatkan kerusakan pada komponen saklar [4].

Quasi Z-source inverter sebagai pengendali motor BLDC diusulkan untuk mengatasi masalah di atas. *Quasi Z-source inverter* merupakan perbaikan dari *Z-source inverter* yang meminimalkan stres tegangan pada kapasitor [5]. *Quasi Z-source inverter* memiliki rangkaian impedansi (*Z-network*) yang mampu memanfaatkan kondisi *shoot-through* yang merugikan pada VSI untuk melakukan *boosting* tegangan[4]. Topologi yang digunakan menggunakan empat saklar untuk mengontrol keluaran 3 fasa dan satu saklar tambahan untuk mengontrol mode *shoot-through* [1]. Biaya inverter dapat ditekan dengan pengurangan jumlah saklar yang digunakan [6].

1.2 Permasalahan

Penggunaan motor BLDC yang disuplai oleh baterai memerlukan komponen inverter yang mampu mengatur tegangan masukan motor agar menghasilkan kecepatan dan torsi yang diinginkan. Topologi yang sering digunakan adalah *dual stage converter* dengan *voltage source inverter* (VSI) dengan pengaturan di sisi tegangan DC atau VSI dengan modulasi PWM untuk mengatur tegangan AC keluaran inverter. Permasalahan yang akan dibahas dalam tugas akhir ini adalah mendesain *4-switch quasi Z-source inverter 3 fasa* untuk kontrol kecepatan motor BLDC dengan menggunakan skema *current control*.

1.3 Tujuan

1. Mendesain *4-switch quasi Z-source three phase inverter*.
2. Menerapkan *skema current control* sebagai strategi penyaklaran *4-switch quasi Z-source three phase inverter*.
3. Pengaturan kecepatan motor BLDC dengan *4-switch quasi Z-source three phase inveter*.

1.4 Batasan Masalah

1. Pemodelan, simulasi, dan analisis menggunakan perangkat lunak MATLAB Simulink R2016a.

2. Konverter yang diteliti adalah *4-switch quasi Z-source three phase inverter* (FS-qZTPI) menggunakan 4 komponen saklar, 2 kapasitor pengganti saklar untuk komutasi, dan 1 saklar untuk komponen *quasi Z-source* dengan metode *pulse wide modulation (PWM) current control*.
3. Simulasi motor *brushless* DC dengan kecepatan bervariasi pada beban konstan dan beban bervariasi pada kecepatan konstan.
4. Pengaturan distorsi arus stator C pada motor akibat pengaruh kapasitor.
5. Nilai parameter pengontrol PID dengan metode *tial and error*.

1.5 Metodologi

Metodologi yang digunakan dalam menyusun penelitian tugas akhir ini adalah sebagai berikut:

1. Studi pustaka
Langkah pertama yang dilakukan untuk memahami prinsip kerja dari *4-switch quasi Z-source three phase inverter*. *Quasi Z-source inverter* memiliki rangkaian impedansi induktor dan kapasitor yang dapat meningkatkan tegangan keluaran inverter. Studi literatur juga dilakukan pada metode kontrol motor BLDC yang digunakan yaitu skema *PWM current control*.
2. Perancangan Sistem
Dalam tahapan ini, ditentukan parameter komponen *4-switch quasi Z-source three phase inverter*. Komponen-komponen tersebut adalah, induktor, kapasitor, dan parameter motor BLDC. Perancangan *PWM current control* yang digunakan untuk penyaklaran inverter.
3. Simulasi
Simulasi dilakukan untuk keseluruhan sistem inverter setelah parameter dan rancangan kontrol ditentukan. Simulasi menggunakan perangkat lunak MATLAB Simulink untuk mendapatkan data-data seperti tegangan dan arus keluaran inverter. Simulasi juga dilakukan untuk pengaturan kecepatan motor BLDC.
4. Analisa Data
Data-data yang didapatkan pada saat simulasi akan dianalisis dan dibandingkan dengan sistem yang menggunakan *six-switch three phase inverter*. Beberapa hal yang akan dianalisis adalah sebagai

adalah karakteristik *boost factor* akibat pengaruh *shoot-through*, hubungan antara tegangan keluaran inverter dengan kecepatan motor, distorsi arus fasa C pada motor, dan performa kecepatan motor pada berbagai kondisi pembebanan. Topologi yang diusulkan diharapkan dapat mengikuti performa topologi pembanding.

5. Penulisan Laporan

Analisa yang telah didapatkan dirangkum menjadi sebuah kesimpulan. Semua hasil telah didapat ditulis dalam sebuah buku Tugas Akhir.

1.6 Sistematika Penulisan

Sistematika penulisan dalam tugas akhir ini terdiri atas lima bab dengan uraian sebagai berikut :

Bab 1 : Pendahuluan

Bab ini membahas tentang penjelasan mengenai latar belakang, permasalahan dan batasan masalah, tujuan, metode penelitian, sistematika penulisan, dan relevansi.

Bab 2 : Tinjauan Pustaka

Bab ini membahas mengenai dasar teori yang digunakan untuk menunjang penyusunan tugas akhir ini meliputi *six-switch inverter*, *quasi Z-source 4-switch inverter*, strategi penyaklaran dengan metode PWM dan skema kontrol kecepatan dengan pengontrol PI. Dasar teori tersebut digunakan sebagai dasar sebagai dasar pengerjaan tugas akhir ini.

Bab 3 : Perancangan dan Pemodelan

Bab ini membahas mengenai desain dan pemodelan sistem meliputi penentuan parameter *quasi Z-source 4-switch inverter*, perancangan strategi penyaklaran, dan perancangan pengontrol PI.

Bab 4 : Simulasi dan Analisis

Bab ini membahas hasil dan analisis mengenai karakteristik *quasi Z-source 4-switch inverter* dan performa kontrol kecepatan motor BLDC dengan *PWM current control*. Perbandingan performa dengan inverter konvensional juga dibahas pada bab ini.

Bab 5 : Penutup

Bab ini berisi tentang kesimpulan dari analisis yang telah dilakukan dan saran untuk pengembangan selanjutnya.

1.7 Relevansi

Hasil penelitian yang diperoleh diharapkan dapat memberi manfaat antara lain:

1. Menjadi referensi bagi pengembangan maupun pengimplementasian *4-switch quasi Z-source three phase inverter* dengan skema *current control* untuk kontrol kecepatan motor BLDC.
2. Menjadi referensi untuk pengembangan *low cost inverter* berbasis *4-switch quasi Z-source three phase inverter* untuk kontrol kecepatan motor BLDC.
3. Menjadi referensi bagi mahasiswa yang hendak melakukan penelitian dengan topik yang serupa.

Halaman ini sengaja dikosongkan

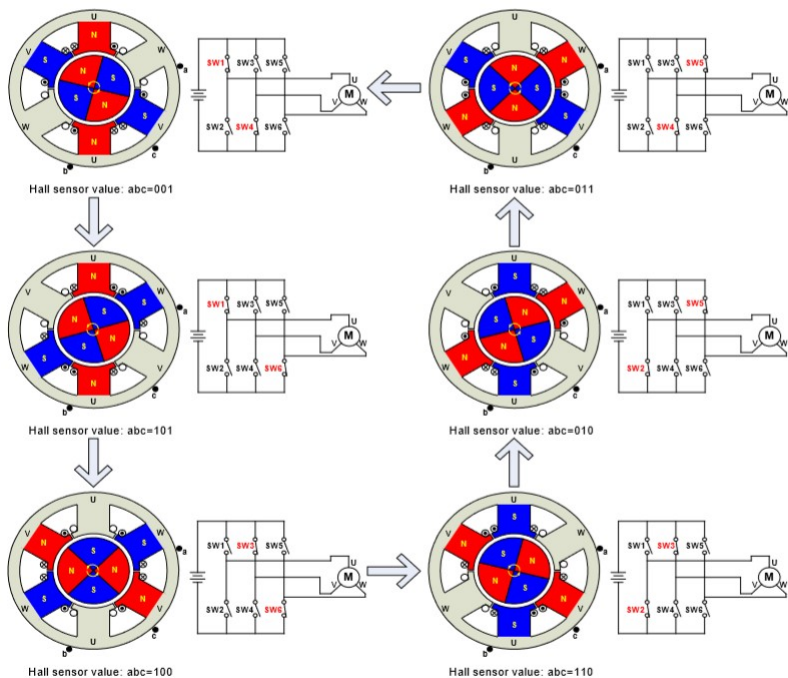
BAB 2

MOTOR *BRUSHLESS DC* DAN PENGEMUDIAN

2.1 Motor Brushless Direct Current *Tiga Fasa*

Motor BLDC adalah motor sinkron yang dikontrol dengan komutasi elektrik dengan rotor permanen magnet dan sensor posisi rotor [7]. Motor BLDC memiliki karakteristik *starting* seperti motor DC eksitasi seri sedangkan memiliki regulasi kecepatan seperti motor DC eksitasi paralel [7].

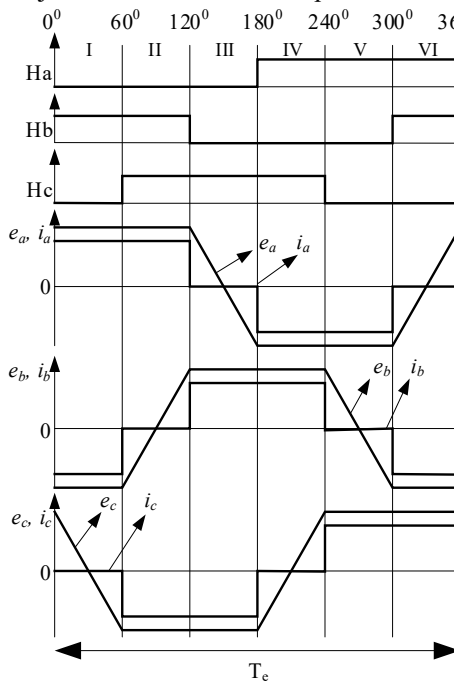
Motor BLDC digunakan berbagai sektor seperti automotif, *aerospace*, dan peralatan industri. Hal ini dikarenakan kelebihan yang diberikan dibandingkan dengan Motor DC dengan sikat arang. Beberapa kelebihan motor BLDC adalah efisiensi dan reliabilitas yang tinggi, bising akustik rendah, dimensi lebih kecil, *range* kecepatan tinggi dan waktu hidup lebih lama daripada motor DC konvensional [3].



Gambar 2.1 Pembentukan medan magnet motor BLDC [2]

Secara prinsip, cara kerja motor BLDC identik dengan motor DC dengan sikat (*Brushed DC*). Jika pada motor DC dengan sikat, fungsi komutasi dilakukan oleh komutator, maka pada motor BLDC, inverter digunakan untuk melakukan komutasi secara elektrik. Komutator digunakan untuk mengubah polaritas arus pada jangkar motor DC dengan sikat sehingga motor berputar.

Inverter digunakan untuk menyuplai belitan kumparan stator secara bergantian pada motor BLDC. Medan magnet akan terbentuk pada belitan motor sehingga akan timbul interaksi dengan medan magnet permanen pada rotor. Penyalan inverter diatur sedemikian rupa sehingga polaritas medan magnet yang terbangkit pada stator seolah-olah berubah-ubah sesuai dengan posisi rotor sehingga gaya tarik dan tolak antara medan magnet rotor dan medan magnet stator menyebabkan rotor berputar. Sensor yang digunakan pada motor adalah sensor *hall* [1]. Pada Gambar 2.1 ditunjukkan ilustrasi komutasi pada stator motor BLDC.

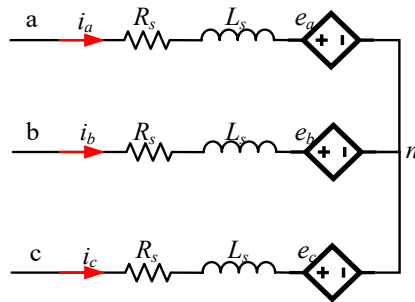


Gambar 2.2 Urutan Penyalan Fasa pada Motor BLDC Berdasarkan Informasi Sinyal *Hall*

Sensor *hall* pada stator berjumlah 3 buah dengan jarak 120° antar setiap sensor. Setiap sensor *hall* akan mendeteksi posisi rotor berdasarkan polaritas medan yang terdeteksi pada rotor. Sensor akan “low” ketika mendeteksi perubahan medan rotor dari kutub positif ke negatif, sinyal “high” ketika terjadi perubahan medan rotor dari kutub negatif.

Berdasarkan skema penyalan yang ditunjukkan pada Gambar 2.1, bentuk *back electromotive force* (BEMF) dan arus fasa berdasarkan sinyal *hall* motor ditunjukkan oleh Gambar 2.2.

Motor BLDC memiliki prinsip kerja yang sama dengan motor DC sehingga analisa dapat didekati dengan teori motor DC [8]. Rangkaian ekuivalen motor BLDC dapat didekati dengan rangkaian ekuivalen motor DC dengan sikat. Pada Gambar 2.3 ditunjukkan rangkaian ekuivalen BLDC tiga fasa.



Gambar 2.3 Rangkaian Ekuivalen Motor BLDC Tiga Fasa

Berdasarkan rangkaian ekuivalen tersebut maka dapat diturunkan persamaan tegangan motor BLDC untuk masing-masing fasa sebagai berikut:

$$V_{ab} = 2R_s i_a + 2L_s \frac{di_a}{dt} + e_a - e_b \quad (2.1)$$

$$V_{bc} = 2R_s i_b + 2L_s \frac{di_b}{dt} + e_b - e_c \quad (2.2)$$

$$V_{ca} = 2R_s i_c + 2L_s \frac{di_c}{dt} + e_c - e_a \quad (2.3)$$

Di mana V_{xy} adalah tegangan antar fasa x dan y, i_x adalah arus yang mengalir pada fasa x, R_s adalah resistansi stator motor, L_s adalah induktansi stator motor, dan e_x adalah BEMF fasa x.

Berdasarkan Gambar 2.2, fasa pada motor BLDC terkonduksi secara bergantian, yaitu akan terkonduksi selama 120° dan tidak terkonduksi selama 60° . Karena BEMF dari motor BLDC memiliki bentuk trapezoid, maka dapat ditentukan fungsi posisi rotor berdasarkan persamaan sinyal trapezoid berikut.

$$F(\theta_e) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \theta_e < \frac{2\pi}{3} \\ 1 - \frac{6}{\pi} \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right), & \frac{2\pi}{3} \leq \theta_e < \pi \\ -1, & \pi \leq \theta_e < \frac{5\pi}{3} \\ -1 - \frac{6}{\pi} \left(\theta_e - \frac{5\pi}{3} \right), & \frac{5\pi}{3} \leq \theta_e < 2\pi \end{cases} \quad (2.4)$$

Di mana $F(\theta_e)$ merupakan fungsi posisi elektrik motor, dan θ_e adalah posisi rotor. Nilai BEMF dapat dihitung dengan persamaan berikut.

$$e_a = \frac{k_e}{2} \omega_m F(\theta_e) \quad (2.5)$$

$$e_b = \frac{k_e}{2} \omega_m F\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.6)$$

$$e_c = \frac{k_e}{2} \omega_m F\left(\theta_e - \frac{5\pi}{3}\right) \quad (2.7)$$

Dengan k_e adalah konstanta BEMF motor dan ω_m adalah kecepatan angular motor dalam radian per detik. Sementara, persamaan torsi elektrik motor τ_e adalah sebagai berikut.

$$\tau_e = \frac{k_t}{2} \left[F(\theta_e) i_a + F\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) i_b + F\left(\theta_e - \frac{5\pi}{3}\right) i_c \right] \quad (2.8)$$

Dengan k_t adalah konstanta torsi motor. Hubungan antara torsi mekanik (τ_m) yang diberikan pada motor dan torsi elektrik yang dihasilkan motor adalah sebagai berikut,

$$\tau_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + \beta \omega + \tau_m \quad (2.9)$$

Dengan J adalah inersia rotor, dan β adalah konstanta redaman motor.

2.2 Six Switch Three Phase Inverter

Six switch three phase inverter (SSTPI) merupakan inverter tiga fasa yang digunakan untuk mengonversi tegangan DC masukan menjadi tegangan AC keluaran inverter. SSTPI menggunakan enam komponen penyaklaran. Inverter jenis ini juga dikenal dengan *voltage source inverter* (VSI). SSTPI digunakan untuk menyuplai motor BLDC tiga fasa. SSTPI menggunakan kontrol penyalan 120° derajat (*six-step inverter*) yang berarti setiap fasa akan menyala selama periode 120° derajat

elektrik tiap satu putaran elektrik motor (360 derajat elektrik). Satu putaran elektrik motor yang dimaksud adalah satu kali putaran untuk satu pasang kutub. Jadi, jika motor memiliki lebih dari satu pasang kutub, putaran elektrik motor tidak sama dengan putaran motor secara mekanis. rangkaian SSTPI ditunjukkan pada Gambar 2.4.

Urutan penyalan saklar pada inverter bergantung pada sinyal *hall* yang dihasilkan dari posisi rotor motor. Urutan penyalan saklar berdasarkan sinyal *hall* motor diberikan pada Tabel 2.1.

Pada kontrol kecepatan motor BLDC, untuk mengubah kecepatan motor, tidak dapat dilakukan secara langsung dengan mengubah frekuensi tegangan AC keluaran dari inverter. Hal ini dikarenakan frekuensi tegangan keluaran inverter proporsional dengan kecepatan motor. Kecepatan putaran motor menentukan kecepatan perubahan sensor *hall* yang menjadi patokan penyalan saklar inverter [9].

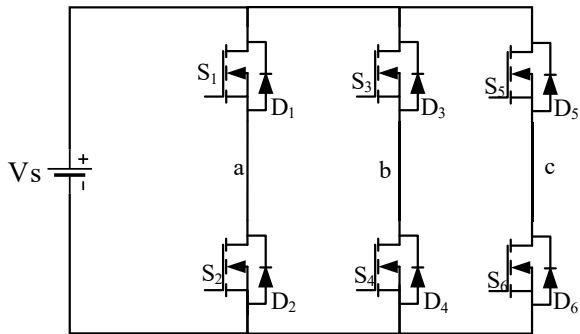
Pengaturan kecepatan motor BLDC dilakukan dengan mengatur besar tegangan pada stator motor. Memperbesar tegangan keluaran motor akan mempercepat putaran motor, begitu pun sebaliknya. Mirip seperti konsep motor DC dengan sikat, kenaikan tegangan pada stator motor, akan memperbesar arus yang mengalir pada stator. Arus proporsional terhadap torsi yang dihasilkan oleh motor sehingga kenaikan arus akan memperbesar torsi motor. Karena torsi motor lebih besar dari pada torsi beban, maka motor akan mempercepat putarannya. Sebaliknya, ketika tegangan diperkecil, arus pada stator motor akan semakin kecil sehingga torsi beban akan lebih besar dari torsi yang dihasilkan motor, akan terjadi perlambatan putaran motor sehingga kecepatan motor turun [9].

Tabel 2.1 Skema Penyalan SSTPI untuk suplai motor BLDC

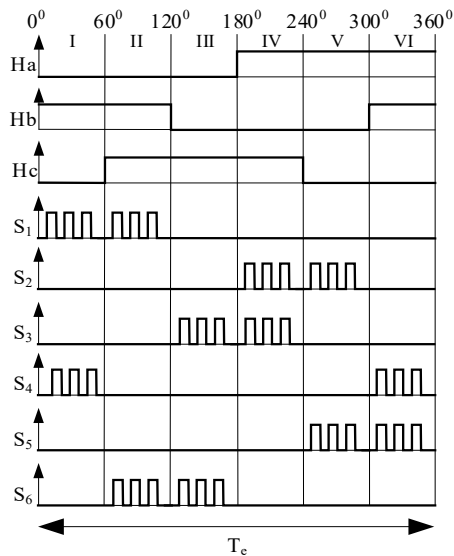
Mode	Sinyal <i>Hall</i>	Fasa Aktif	Fase Tidak Aktif	Saklar yang Terkonduksi
Mode I	010	A dan B	C	S1 dan S4
Mode II	011	A dan C	B	S1 dan S6
Mode III	001	B dan C	A	S3 dan S6
Mode IV	101	B dan A	C	S3 dan S2
Mode V	100	C dan A	B	S5 dan S2
Mode VI	110	C dan B	A	S5 dan S4

Pengaturan tegangan pada SSTPI dilakukan dengan memodulasi tegangan masukan inverter. Metode *pulse wide modulation*

(PWM) digunakan untuk menyalakan saklar SSTPI. Dengan mengatur *duty cycle* PWM untuk penyalan saklar, lebar pulsa penyalan dapat diatur sehingga tegangan keluaran inverter dapat diatur. Gambar 2.5 menunjukkan skema penyalan saklar dengan metode PWM berdasarkan posisi sinyal *hall* sesuai dengan Tabel 2.1.



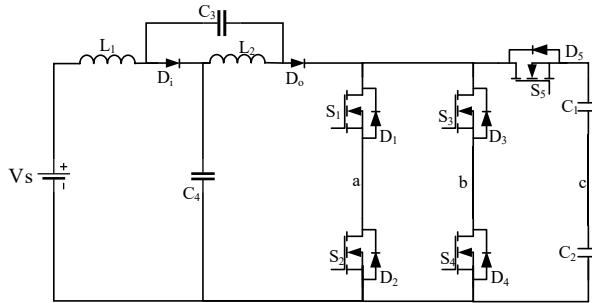
Gambar 2.4 Rangkaian *Six Switch Three Phase Inverter*



Gambar 2.5 Skema Penyaklaran SSTPI dengan Metode PWM

2.3 Four-switch Quasi Z-Source Three Phase Inverter

Four-switch quasi Z-source three phase inverter (FS-qZTPI) merupakan topologi inverter yang menggabungkan *four-switch three phase inverter* (FSTPI) dan rangkaian *quasi Z-source* (qZ). FSTPI memiliki keunggulan yaitu biaya implementasi yang rendah karena hanya menggunakan empat komponen penyaklaran dibandingkan dengan enam pada inverter konvensional. Namun, pengurangan jumlah saklar menyebabkan inverter hanya mampu menggunakan setengah nilai tegangan sumber sehingga menurunkan performa motor BLDC. Oleh karena itu, rangkaian qZ digunakan untuk menguatkan tegangan sumber. Sehingga, dengan tegangan sumber yang sama, dapat dicapai performa yang lebih baik dari FSTPI tanpa rangkaian qZ. Topologi *4-switch quasi Z-Source three phase inverter* (FS-qZTPI) dapat dilihat pada Gambar 2.6.



Gambar 2.6 Topologi 4-Switch Quasi Z-Source Three Phase Inverter

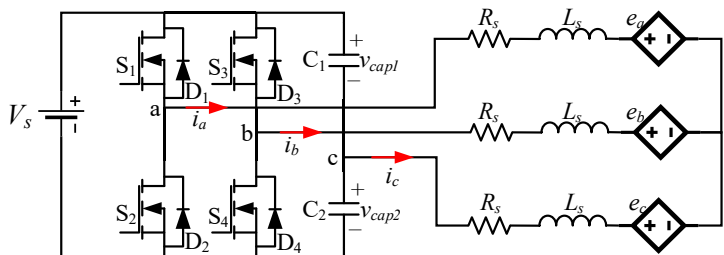
Pada topologi ini, selain dilakukan penambahan rangkaian qZ pada FSTPI, ditambahkan juga sebuah saklar S5. Saklar ini berfungsi sebagai penahan arus balik dari kapasitor C1 dan C2 saat terjadi kondisi *shoot-through*. C1 dan C2 berperan untuk menyuplai motor pada mode tersebut.

2.3.1 Four-Switch Three Phase Inverter

Four-switch three phase inverter (FSTPI) merupakan salah satu jenis topologi inverter tiga fasa. Inverter ini digunakan untuk mengonversi tegangan DC pada masukan menjadi tegangan AC pada sisi keluaran. Keluaran dari inverter digunakan mengatur kecepatan motor BLDC.

Sesuai dengan namanya, FSTPI menggunakan 4 komponen penyaklaran yang tersusun pada dua lengan inverter dan dua kapasitor pada satu lengan lainnya. Penggunaan kapasitor ini dapat mengurangi jumlah komponen penyaklaran yang digunakan pada inverter. Hal ini dapat mengurangi rugi-rugi penyaklaran yang terjadi pada inverter[1]. Selain itu, pengurangan jumlah komponen penyaklaran akan mengurangi biaya inverter[1]. Topologi FSTPI untuk suplai motor BLDC dapat dilihat pada Gambar 2.7.

Penyalan saklar pada FSTPI untuk kontrol BLDC tidak jauh berbeda jika dibandingkan dengan *six-switch three phase inverter* (SSTPI). Untuk mengatur nilai tegangan keluaran inverter, PWM sederhana dapat digunakan. Namun, hilangnya dua saklar pada inverter mengakibatkan skema penyalan sedikit berbeda. Skema penyalan inverter diberikan pada Tabel 2.2.

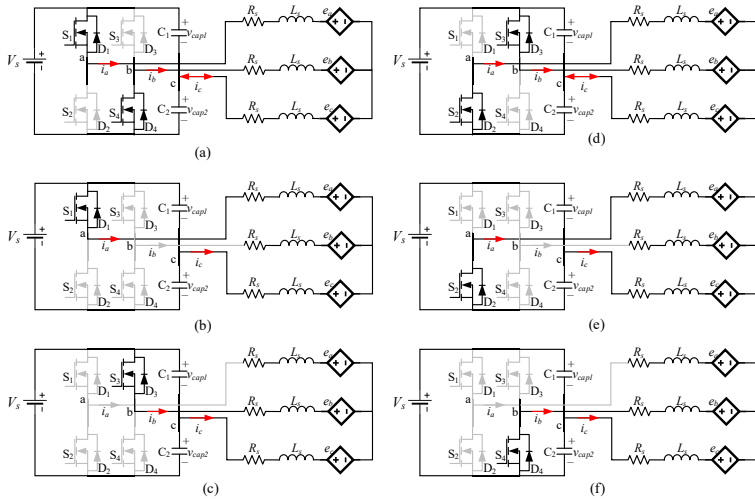


Gambar 2.7 Topologi FSTPI untuk suplai motor BLDC

Tabel 2.2 Skema Penyaklaran FSTPI untuk suplai motor BLDC

Mode	Sinyal Hall	Fasa Aktif	Fase Tidak Aktif	Saklar yang Terkonduksi
Mode I	010	A dan B	C	S1 dan S4
Mode II	011	A dan C	B	S1
Mode III	001	B dan C	A	S3
Mode IV	101	B dan A	C	S3 dan S2
Mode V	100	C dan A	B	S2
Mode VI	110	C dan B	A	S4

Untuk menganalisis topologi FSTPI, maka dibuat rangkaian ekuivalen pada mode I hingga VI pada Gambar 2.8 (a) sampai (f).



Gambar 2.8 Rangkaian Ekuivalen Inverter untuk Suplai Motor BLDC pada Setiap Mode (a) Mode I, (b) Mode II, (c) Mode III, (d) Mode IV, (e) Mode V, (f) Mode VI

Dari rangkaian tersebut dapat diturunkan persamaan tegangan fasa pada motor sebagai berikut.

$$V_{ab} = V_s = 2R_s i_a + 2L_s \frac{di_a}{dt} + e_a - e_b \quad (2.10)$$

$$V_{bc} = V_s - V_{cap2} = V_{cap1} = 2R_s i_b + 2L_s \frac{di_b}{dt} + e_b - e_c \quad (2.11)$$

$$V_{ca} = V_s - V_{cap1} = V_{cap2} = 2R_s i_c + 2L_s \frac{di_c}{dt} + e_c - e_a \quad (2.12)$$

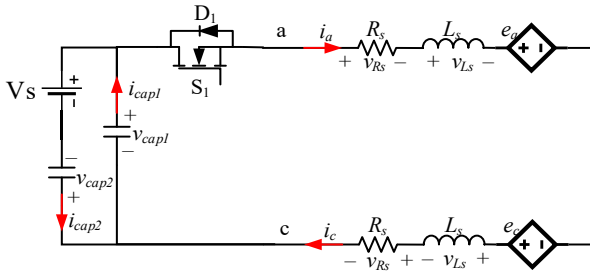
Persamaan tersebut menunjukkan jika FSTPI memiliki tegangan fasa yang tidak sama antar fasa yang lain. Tegangan antara fasa A dan B memiliki tegangan yang sama dengan tegangan sumber. Sedangkan tegangan antara fasa B dan C dan antara fasa C dan A memiliki besar setengah dari tegangan sumber. Tegangan yang tidak simetris antar fasa ini merupakan kekurangan dari topologi FSTPI.

Hal lain yang perlu diperhatikan adalah pada rangkaian pengganti mode I dan IV. Penggantian salah satu lengan inverter dengan kapasitor mengharuskan fasa C pada FSTPI selalu terkonduksi dengan motor. Sehingga akan terjadi aliran arus pada fasa C saat fasa A dan B terkonduksi. Hal ini merupakan keadaan yang tidak diinginkan karena berdasarkan Gambar 2.2, arus pada fasa C harus bernilai nol pada mode I

dan IV. Adanya aliran arus fasa C tersebut menyebabkan arus fasa lain terditorsi.

2.3.1.1 Penentuan Ripple Tegangan pada Kapasitor

Penentuan *ripple* tegangan kapasitor dilakukan dengan menganalisis rangkaian ekuivalen motor dan inverter. Berdasarkan Gambar 2.8, maka kapasitor akan bekerja untuk menyuplai rangkaian pada mode selain mode I dan IV, diambil mode II sebagai contoh. Untuk mempermudah analisis, Gambar 2.8 (b) dibuat dalam bentuk rangkaian ekuivalen pada Gambar 2.9.



Gambar 2.9 Rangkaian Ekuivalen Mode II

Pada rangkaian tersebut dapat dianalisis jika saat kondisi saklar terhubung, kapasitor C1 mengalami *discharging* untuk menyuplai motor, sementara pada kondisi saklar terputus, kapasitor C1 tidak ter-*discharge* dan juga tidak mengalami *charging* karena tegangan antara kapasitor C1 dan penjumlahan tegangan antara C2 dengan sumber memiliki nilai yang sama. Dapat disimpulkan jika selama mode II, kapasitor C1 akan ter-*discharge*.

Ripple maksimum yang mungkin terjadi pada kapasitor adalah ketika kapasitor mengalami *discharge* atau *charge* secara terus menerus pada satu mode. Hal ini terjadi ketika saklar terhubung terus-menerus pada mode tersebut. Sehingga dengan menganggap bahwa saklar terus-menerus terhubung maka didapat,

$$-v_{cap1} + 2v_{Rs} + 2v_{Ls} + e_a - e_c = 0 \quad (2.13)$$

Di mana, v_{cap1} merupakan tegangan kapasitor 1, v_{Rs} dan v_{Ls} adalah tegangan pada resistor dan induktor stator.

Karena $v_{cap1} = V_s - v_{cap2}$ maka [9] maka,

$$i_{cap1} = -i_{cap2} \quad (2.14)$$

Dan,

$$i_c = i_{cap1} - i_{cap2} \quad (2.15)$$

Sehingga,

$$i_c = i_{cap1} + i_{cap1} \quad (2.16)$$

$$i_{cap1} = \frac{i_c}{2} \quad (2.17)$$

$$i_{cap2} = -\frac{i_c}{2} \quad (2.18)$$

Dari persamaan tersebut diketahui jika pada mode II terdapat aliran arus mengalir dari C1 (*discharging*) dan terdapat arus yang mengalir menuju C2 (*charging*). Sementara itu, tegangan kapasitor dapat dituliskan sebagai berikut,

$$V_s = v_{cap1} + v_{cap2} \quad (2.19)$$

Karena kapasitor memiliki nilai yang sama maka,

$$v_{cap1} = v_{cap2} = \frac{V_s}{2}$$

Jika diperhatikan, maka kondisi yang identik akan terjadi pada mode III. Kapasitor C2 akan tetap mengalami *charging* selama mode III.

Dengan menggunakan analisis yang sama, maka pada mode V dan VI, didapatkan kondisi sebagai berikut,

$$i_{cap1} = -\frac{i_c}{2} \quad (2.20)$$

$$i_{cap2} = \frac{i_c}{2} \quad (2.21)$$

Terlihat jika pada mode II dan III, kapasitor C1 mengalami *discharging* sementara kapasitor C2 mengalami *charging*. Dari analisis yang telah dilakukan pada keempat mode dapat disimpulkan bahwa,

$$|i_{cap1}| = |i_{cap2}| = \frac{i_c}{2} \quad (2.22)$$

Ripple tegangan pada kapasitor dipengaruhi oleh muatan yang keluar dan masuk kapasitor. *Ripple* tegangan dapat dirumuskan sebagai berikut,

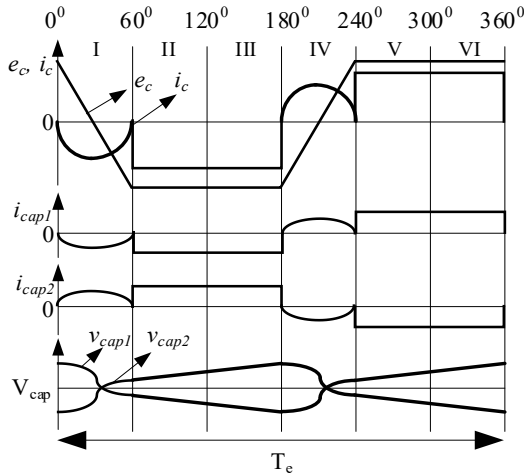
$$\Delta V_{cap} = \frac{Q}{C} \quad (2.22)$$

Ripple tegangan dinotasikan dengan ΔV (V), sementara Q (Coulomb) adalah muatan yang masuk atau pun keluar dari kapasitor dan C adalah nilai kapasitor (F). Muatan Q ditentukan dengan sebagai berikut,

$$Q = \int_{t_0}^{t_1} i(t) dt \quad (2.23)$$

Dari fungsi tersebut, nilai Q merupakan luasan dari suatu fungsi arus terhadap waktu. Untuk menentukan Q , perlu diketahui bentuk arus yang

mengalir pada kapasitor. Berdasarkan persamaan 2.21, nilai arus kapasitor adalah setengah nilai arus fasa C. Arus fasa C ditunjukkan pada Gambar 2.10. Berdasarkan analisis, pada Gambar 2.10 juga ditunjukkan bentuk arus dan tegangan kapasitor C1 dan C2.



Gambar 2.10 Bentuk Gelombang Arus Fasa C, Arus dan Tegangan Kapasitor C1 dan Kapasitor C2

Pada gambar tersebut, terlihat jika selama mode I, II, dan III, C1 mengalami *discharging* dan C2 mengalami *charging*. Sebaliknya, selama mode IV, V, dan VI, C2 mengalami *discharging* dan C1 mengalami *charging*. Untuk menentukan nilai Q , maka dihitung nilai muatan dari salah satu fase, dalam hal ini, akan dihitung nilai Q pada fase *discharging* kapasitor.

Fase *discharging* masing-masing kapasitor terjadi pada 3 mode. Pada dua mode, arus kapasitor dianggap konstan sedangkan pada salah satu mode berbentuk setengah gelombang sinusoid. Karena bentuk arus kapasitor C1 dan C2 identik, dan memiliki nilai yang sama maka nilai Q untuk C1 dan C2 adalah sama. Nilai Q ditentukan sebagai berikut:

a) Komponen arus konstan

$$Q_{C1} = Q_{C2} = Q_k = \int_{t_0}^{t_1} i(t)dt = I_{cap} \times \Delta T_{e1} \quad (2.24)$$

Di mana, I_{cap} adalah besar arus kapasitor dan T_e adalah periode elektrik putaran motor. Sehingga,

$$\Delta T_{e1} = \frac{T_e}{3} \quad (2.25)$$

Maka,

$$Q_k = I_{cap} \times \frac{T_e}{3} \quad (2.26)$$

b) Komponen arus sinusoid

$$Q_{C1} = Q_{C2} = Q_s = \int_0^{\Delta T_{e2}} I_{max} \sin(\omega_s t) dt \quad (2.27)$$

$$Q_s = \frac{I_{max}}{\omega_s} (-\cos(\omega_s(\Delta T_{e2})) - (-\cos \omega_s(0))) \quad (2.28)$$

Di mana, I_{max} adalah nilai puncak dari arus kapasitor berbentuk sinus, ΔT_{e2} adalah periode satu mode, $\omega_s t$ adalah fungsi posisi dari gelombang sinus.

$$\Delta T_{e2} = \frac{T_e}{6} \quad (2.29)$$

$$\omega_s = 2\pi \frac{1}{\Delta T_{e1}} = \frac{6\pi}{T_e} \quad (2.30)$$

Sehingga,

$$Q_s = \frac{I_{max} T_e}{6\pi} (-\cos(\pi) - (-\cos(0))) \quad (2.31)$$

$$Q_s = \frac{2 I_{max} T_e}{6\pi} = \frac{I_{max} T_e}{3\pi} \quad (2.32)$$

Berdasarkan [10], nilai I_{max} dipengaruhi oleh nilai BEMF fasa C sehingga I_{max} ditentukan sebagai berikut,

$$I_{max} = \frac{T_e e_c}{72L_s} \quad (2.33)$$

Setelah mengetahui nilai Q untuk masing-masing bentuk gelombang, maka,

$$Q_{C1} = Q_{C2} = Q_k + Q_s \quad (2.34)$$

Setelah mengetahui nilai Q maka dapat ditentukan nilai *ripple* tegangan pada kapasitor dengan menggunakan nilai kapasitor tertentu.

2.3.2 Rangkaian *Quasi Z-Source*

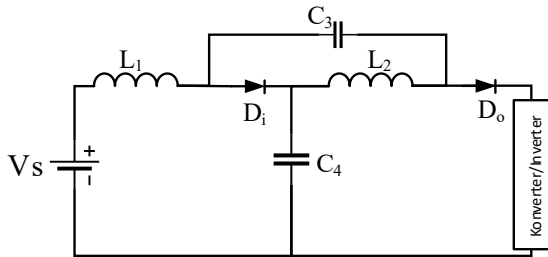
Rangkaian *Quasi Z-source* (qZ) merupakan rangkaian induktor dan kapasitor yang dimanfaatkan untuk menaikkan tegangan dengan memanfaatkan kondisi *shoot-through*. Rangkaian qZ dapat digunakan pada inverter maupun konverter DC-DC. Rangkaian qZ adalah bentuk perbaikan dari rangkaian *Z-source* (ZS) dengan perubahan pada sisi konfigurasi kapasitor dan induktornya.

Penggunaan rangkaian qZ juga memberi keuntungan di sisi implementasi khususnya jika diaplikasikan pada inverter. Kesulitan dari VSI adalah pada desain *switch driver* akibat adanya *electromagnetic*

interference (EMI) yang menyebabkan kondisi *shoot-through*. Kondisi ini dapat menimbulkan kerusakan pada inverter.

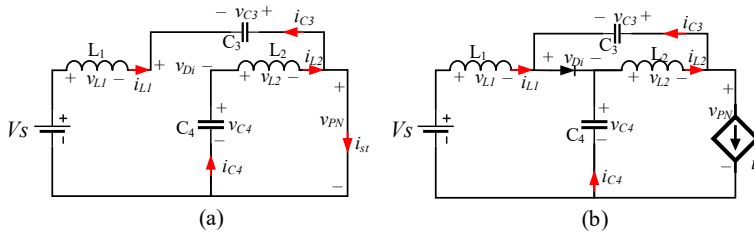
Kemampuan *qZ inverter* untuk menaikkan tegangan (DC ke DC) sekaligus mengonversi tegangan dari DC ke AC juga memberi keuntungan dari segi efisiensi karena hanya menggunakan satu level konversi, dibandingkan dengan menggunakan *buck* atau *boost* secara terpisah.

Topologi qZ terdiri dari 2 buah kapasitor dan 2 buah induktor yang diperlihatkan pada Gambar 2.11.



Gambar 2.11 Topologi *Quasi Z-Source* [1]

qZ memiliki dua mode operasi yaitu pada saat mode *shoot-through* dan *non shoot-through*. Kondisi *shoot-through* terjadi ketika sisi konverter yang terhubung dengan rangkaian qZ dikondisikan dengan saklar untuk mengalami hubung singkat. Sedangkan mode *non shoot-through* merupakan mode ketika rangkaian qZ menyuplai beban.



Gambar 2.12 Kondisi *Shoot-through* dan *Non Shoot-through* pada rangkaian qZ

Mode *shoot-through* digambarkan pada Gambar 2.12 (a). Pada kondisi *shoot-through*, terjadi transfer energi dari kapasitor dan tegangan sumber ke induktor. Tegangan sumber V_S dan C_3 mengisi induktor L_1

dan kapasitor C4 mengisi induktor L2. Dengan menggunakan hukum Kirchhoff tegangan, maka diperoleh,

$$V_{L1} = V_{C3} + V_S \quad (2.35)$$

$$V_{L2} = V_{C4} \quad (2.36)$$

$$V_{PN} = 0 \quad (2.37)$$

$$V_{Di} = V_{C4} + V_{C3} \quad (2.38)$$

Mode *non shoot-through* ditunjukkan pada Gambar 2.12 (b). Pada kondisi ini, induktor L1 dan L2 mengisi kapasitor dan beban.

$$V_{L1} = V_S - V_{C4} \quad (2.39)$$

$$V_{L2} = -V_{C3} \quad (2.40)$$

Pada keadaan *steady state*, tegangan induktor pada satu siklus penyalan adalah nol, sehingga,

$$V_{PN} = V_{C4} - V_{L2} = V_{C4} + V_{C3} \quad (2.41)$$

Dengan menggunakan persamaan 2.35, 2.36, dan persamaan 2.39, 2.40, maka diperoleh,

$$V_{L1} = \frac{T_0(V_{C3}+V_S)+T_1(V_S-V_{C4})}{T_S} = 0 \quad (2.42)$$

$$V_{L2} = \frac{T_0(V_{C4})+T_1(-V_{C3})}{T_S} = 0 \quad (2.43)$$

Sehingga,

$$V_{L1} = \frac{T_1}{T_1-T_0} V_S \quad (2.44)$$

$$V_{L2} = \frac{T_0}{T_1-T_0} V_S \quad (2.45)$$

Dengan menyubstitusikan persamaan 2.44 dan 2.45 ke persamaan 2.41, maka diperoleh,

$$V_{PN} = V_{C4} + V_{C3} = \frac{T_S}{T_1-T_0} V_S = \frac{1}{1-2\frac{T_0}{T_S}} V_S = BV_S \quad (2.46)$$

Dengan T_S adalah periode penyaklaran. Dari persamaan 2.37 dan 2.46 maka dapat diketahui tegangan keluaran rata-rata (V_O) sebagai berikut,

$$V_O = \frac{V_{PN} T_0 + V_{PN}(T_S - T_0)}{T_S} = \frac{0 + BV_S(T_S - T_0)}{T_S} \quad (2.47)$$

$$V_O = BV_S(1 - D_0) = GV_S \quad (2.48)$$

Dengan G adalah penguatan tegangan rangkaian *quasi Z-Source*, dan D_0 adalah *duty cycle shoot-through*.

Arus rata-rata yang mengalir pada induktor adalah sama dengan arus sumber (I_S), sehingga,

$$I_{L1} = I_{L2} = I_S = \frac{P}{V_S} \quad (2.49)$$

Sedangkan arus pada kapasitor dapat dihitung dengan persamaan sebagai berikut,

$$I_{C4} = I_{C3} = I_O - I_{L1} \quad (2.50)$$

$$I_D = 2I_{L1} - I_O \quad (2.51)$$

Dengan, dan f_s adalah frekuensi penyaklaran. nilai kapasitor dan induktor dapat dihitung dengan persamaan berikut,

$$L_1 = L_2 = \frac{D_0 V_{C1}}{f_s \Delta I_{L1}} \quad (2.52)$$

$$C_1 = C_2 = \frac{D_0 I_{L1}}{f_s \Delta V_{C1}} \quad (2.53)$$

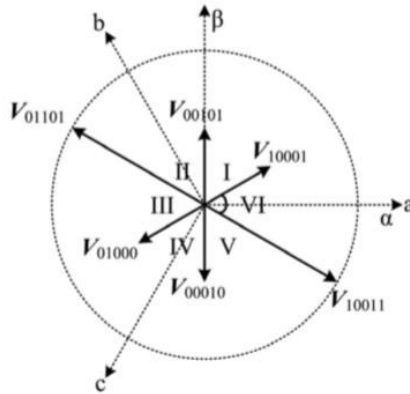
2.4 Skema Kontrol 4-Switch Quasi Z-Source Three Phase Inverter

Dalam pengemudian motor BLDC, arus tiga fasa terkomutasi setiap 60° . Terdapat enam mode komutasi yang ditentukan berdasarkan sensor *hall* pada motor. Dalam setiap mode, terdapat dua fasa yang terkonduksi yang disebut fasa aktif dan satu lainnya tidak aktif. *Hall* ini telah diringkas pada Tabel 2.2. Namun dengan adanya saklar S5 dan penambahan keadaan *shoot-through* pada FSTPI konvensional, maka akan skema penyalan FS-qZTPI berbeda.

Skema kontrol yang digunakan untuk mengontrol penyaklaran FS-qZTPI menggunakan skema vektor tegangan. Berdasarkan topologi yang ditunjukkan pada Gambar 2.8, maka vektor tegangan akan didefinisikan sebagai $V(S1, S2, S3, S4, S5)$ di mana Si dapat bernilai “1” yang mengindikasikan saklar terhubung, dan nilai “0” mengindikasikan saklar terputus, i adalah integer dari 1 sampai 5. Tabel 2.3 merangkum hubungan antara mode dan vektor tegangan utama yang digunakan untuk mengontrol penyalan FS-qZTPI [11]. Kelima vektor tegangan ini dikontrol dengan menggunakan *duty cycle* tertentu untuk mencapai nilai arus referensi yang dibutuhkan motor.

Tabel 2.3 Vektor Tegangan Utama

Mode	Mode I	Mode II	Mode III	Mode IV	Mode V	Mode VI
Vektor Tegangan	V(10011)	V(10001)	V(00101)	V(01110)	V(01100)	V(00011)



Gambar 2.13 Diagram Vektor Tegangan Pada Tabel 2.3

Gambar 2.13 menunjukkan diagram tegangan dari setiap vektor tegangan pada Tabel 2.3. Vektor tegangan yang dihasilkan memiliki nilai yang tidak simetris. Hal ini menunjukkan bahwa keluaran tegangan FS-qZTPI ditentukan oleh nilai vektor tegangan terendah.

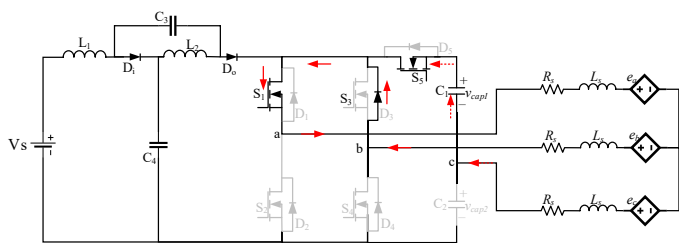
2.4.1 Pengaturan Arus Fasa C pada Mode I dan Mode IV

Pada mode I dan IV, selain menggunakan vektor tegangan utama pada Tabel 2.3, digunakan pula dua vektor tegangan lain yang disebut *adjusting vector* untuk mengurangi distorsi arus pada fasa C. Secara lengkap, vektor tegangan yang digunakan pada mode I dan IV ditunjukkan pada Tabel 2.4.

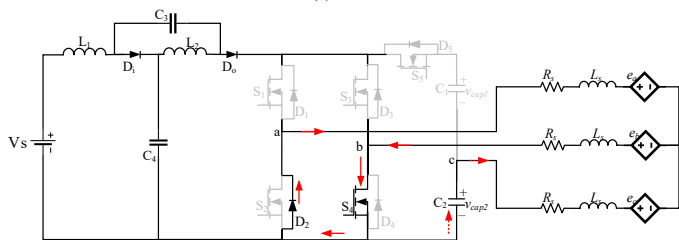
Tabel 2.4 Vektor Tegangan untuk Pengaturan Arus pada Fasa C

Mode	Fasa Aktif	Vektor Tegangan
I	A dan B	V(10011), V(10001), V(00011)
IV	B dan A	V(01101), V(00101), V(01001)

Pada Tabel 2.4, selain vektor utama V(10011) dan V(01101) yang sudah dijelaskan sebelumnya, terdapat empat vektor tegangan lain yang digunakan untuk mengatur arus fasa C menjadi nol. Gambar 2.14 dan 2.15 menggambarkan arah aliran arus pada setiap fasa ketika setiap vektor tegangan bekerja.

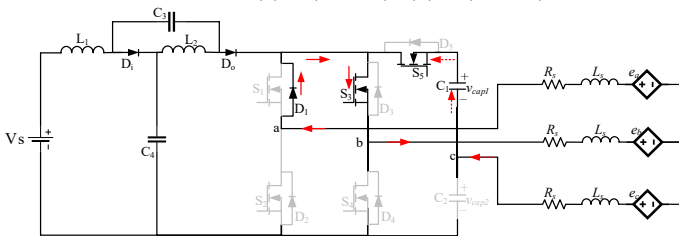


(a)

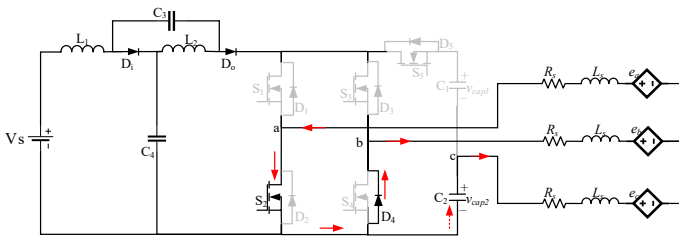


(b)

Gambar 2.14 Diagram Aliran Arus untuk setiap *Adjusting Vector* pada Mode I (a) V(10001), (b) V(00011)



(a)



(b)

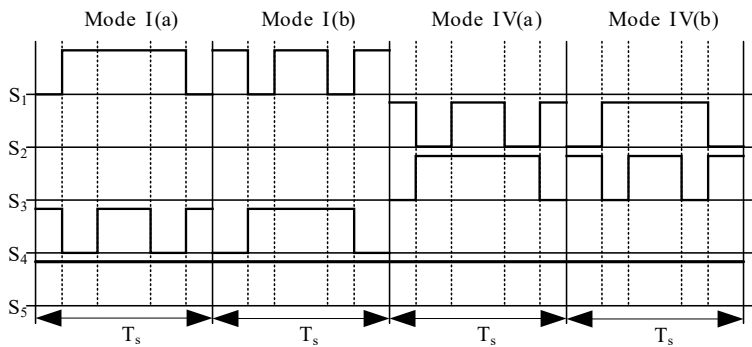
Gambar 2.15 Diagram Aliran Arus untuk setiap *Adjusting Vector* pada Mode IV (a) V(00101), (b) V(01001)

Saat mode I, vektor tegangan utama $V(10011)$ bekerja dan arus mengalir dari fasa A ke fasa B. Arus yang mengalir dari A ke B akan berusaha mengikuti arus referensi yang dibutuhkan motor.

Untuk menjaga nilai arus pada fasa C tetap nol, nilai tegangan dari titik netral (n) ke c dan tegangan kapasitor harus sama. Ketika arus fasa C lebih besar dari nol, maka vektor $V(10001)$ bekerja. Rangkaian tertutup akan terbentuk sesuai dengan Gambar 2.14 (a). Karena tegangan kapasitor lebih besar dari pada jumlah dari e_a dan e_c , maka arus i_c akan berkurang. Sebaliknya, ketika arus i_c lebih kecil dari nol, vektor $V(00011)$ bekerja seperti pada Gambar 2.14 (b). Karena kapasitor memiliki tegangan yang lebih besar dari pada e_b dan e_c , maka arus i_c akan bertambah. Analisis yang sama juga dapat diterapkan pada mode IV yang ditunjukkan pada Gambar 2.15. Vektor $V(00101)$ akan bekerja saat i_c lebih besar dari nol dan menyebabkan i_c berkurang. Ketika i_c lebih kecil daripada nol, $V(01001)$ bekerja dan menyebabkan i_c bertambah. Dari prinsip kerja vektor tegangan tersebut, dapat ditentukan skema PWM yang akan diterapkan pada FS-qZTPI untuk mode I dan IV. Tabel 2.5 dan Gambar 2.16 menunjukkan skema penyalan dan PWM yang digunakan berdasarkan nilai i_c .

Tabel 2.5 Pembagian Sub Mode Berdasarkan Kondisi Arus Fasa C

Nilai i_c	$I_c > 0$	$I_c < 0$	$I_c > 0$	$I_c < 0$
Mode	I (a)	I (b)	IV (a)	IV (b)



Gambar 2.16 Skema PWM Berbasis Vektor Tegangan pada Tabel 2.4 dan Tabel 2.5

Duty cycle D merupakan *duty cycle* untuk vektor utama yang ditentukan berdasarkan oleh sistem kontrol kecepatan motor. Nilai *duty cycle* dari *adjusting vector* adalah $D_{ad}=(1-D)$. Karena pada setiap mode, terdapat dua *adjusting vector*, sehingga nilai *duty cycle* setiap vektor adalah $D_{ad}=(1-D)/2$. Untuk setiap sub mode, *duty cycle* ditentukan berdasarkan nilai i_c . Nilai *duty cycle* proporsional dengan nilai i_c . Sehingga diberikan nilai *duty cycle* untuk setiap mode pada Tabel 2.6 berikut.

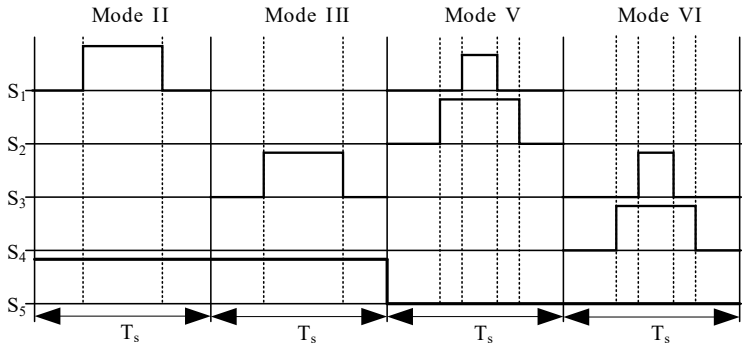
Tabel 2.6 Penentuan Duty Cycle Tiap *Adjusting Vector*

Mode	Vektor Tegangan	Duty
I (a)	V(10001)	$(1-D)/2+D_c$
	V(00011)	$(1-D)/2-D_c$
I(b)	V(10001)	$(1-D)/2-D_c$
	V(00011)	$(1-D)/2+D_c$
IV(a)	V(00101)	$(1-D)/2+D_c$
	V(01001)	$(1-D)/2-D_c$
IV(b)	V(00101)	$(1-D)/2-D_c$
	V(01001)	$(1-D)/2+D_c$

2.4.2 Penambahan Keadaan *Shoot-through* pada Mode V dan Mode VI

Selain pada mode I dan IV, inverter hanya mampu menghasilkan tegangan keluaran sebesar setengah dari tegangan sumber. Hal ini akan membatasi kecepatan dan beban yang dapat dicapai oleh motor. Dengan memanfaatkan rangkaian qZ dan memasukkan keadaan *shoot-trhough*, akan diraih tegangan *DC-link* yang lebih besar daripada tegangan sumber.

Pada mode V dan VI, vektor utama yang bekerja adalah V(01000) dan V(00010) secara berurutan dengan *duty cycle D*. *Shoot-through* ditambahkan dengan menambahkan vektor tegangan V(11000) dan V(00110) pada mode V dan VI secara berurutan. Dengan penambahan vektor tersebut maka *duty cycle* dari V(11000) dan V(00110) adalah D_b . Sementara V(01000) dan V(00010) memiliki *duty cycle* $(D - D_b)$, di mana D_b merupakan *duty cycle shoot-through* yang ditentukan. Vektor tegangan V(00000) terjadi saat semua saklar dalam kondisi “off”. Skema PWM ditunjukkan pada Gambar 2.17. Pada mode V dan VI, saklar ke lima berada pada posisi *off*. Hal ini ditujukan agar kapasitor tidak *ter-discharge* saat kondisi *shoot-through*.



Gambar 2.17 Skema PWM pada II, Mode III, Mode V dan VI

2.4.3 Mode II dan Mode III

Pada mode II dan III, vektor utama yang bekerja sesuai pada Tabel 2.3 yaitu V(10001) dan V(00101) secara berurutan dengan *duty cycle* D. Pada mode ini, vektor utama berfungsi untuk mengatur arus yang dialirkan oleh menuju motor agar mampu mengikuti referensi yang ditentukan oleh sistem kontrol otomatis motor. V(00000) digunakan untuk menjaga kestabilan operasi motor. Skema PWM pada mode II dan III ditunjukkan pada Gambar 2.17.

2.5 Sistem Kontrol Kecepatan

Kontrol kecepatan motor BLDC membutuhkan kontrol otomatis untuk menjaga kestabilan kecepatan maupun torsi motor. Sistem kontrol tersebut berfungsi untuk mengonversi sinyal *error* menjadi sinyal kontrol untuk dikirim ke aktuator. Selanjutnya, aktuator akan melakukan kontrol pada *plant* berdasarkan sinyal dari pengontrol agar mencapai kondisi referensi .

Pada sistem kontrol kecepatan BLDC, *plant* yang digunakan pada sistem adalah motor BLDC, sedangkan aktutornya adalah inverter. Umpan balik yang diambil dari motor adalah kecepatan motor atau variabel lain yang mempengaruhi kecepatan motor.

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 3

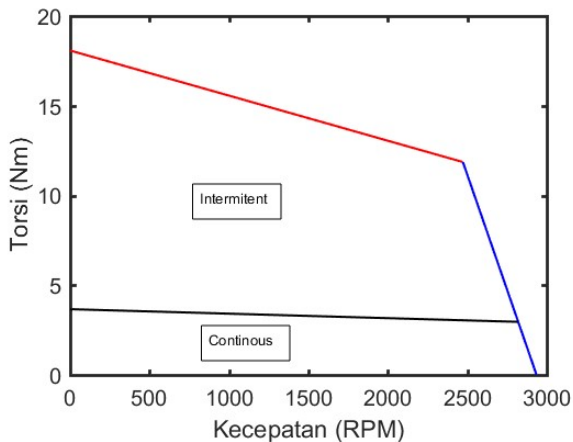
KONTROL KECEPATAN MOTOR BLDC

3.1 Spesifikasi Motor Brushless DC

Motor *Brushless DC* yang digunakan pada percobaan ini adalah motor pabrikan MOOG seri BN42-53IP-03. Daya keluaran motor adalah sebesar 874 watt. Motor ini dapat digunakan sebagai pompa hingga motor penggerak untuk sepeda listrik berdaya rendah. Spesifikasi motor dan kurva karakteristik motor diberikan pada Tabel 3.1 dan Gambar 3.1.

Tabel 3.1 Spesifikasi Motor BN42-53IP-03

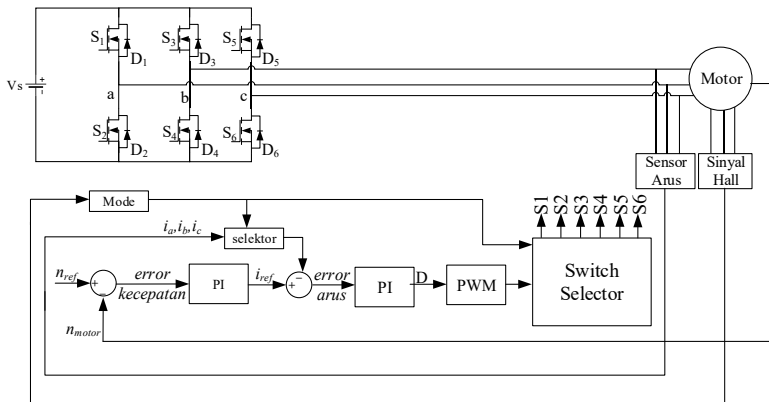
Parameter	Nilai	Satuan
Tegangan Terminal Fasa	100	Volt
Torsi Puncak	18,0774	N.m
Kecepatan Rating	2820	RPM
Torsi Rating	2,9588	N.m
Arus Rating	10,20	A
Daya Rating	874	W
Sensitivitas Torsi	0,3269	N.m/A
Konstanta Back EMF	34,20	Volts/kRPM
Resistansi Terminal	0,408	Ohm
Induktansi Terminal	1,710	mH
Inersia Rotor	4939,9	g-cm ²



Gambar 3.1 Kurva Torsi-Kecepatan Motor MOOG BN42-53IP-03

3.2 Konfigurasi Kontrol Kecepatan Menggunakan SSTPI

SSTPI digunakan untuk mengontrol kecepatan motor BLDC pada berbagai kondisi beban. Kontrol kecepatan SSTPI dirancang dengan menggunakan sumber DC konstan 100 volt, dua pengontrol PI dengan masukan *error* kecepatan dan *error* arus fasa motor. Keluaran dari pengontrol PI adalah *duty cycle* yang akan menentukan lebar pulsa sinyal penyaklaran dari saklar SSTPI. Lebar pulsa tersebut menentukan besar tegangan RMS motor yang akan berpengaruh terhadap kecepatan motor. Gambar 3.2 merupakan skema sistem kontrol kecepatan SSTPI secara lengkap.

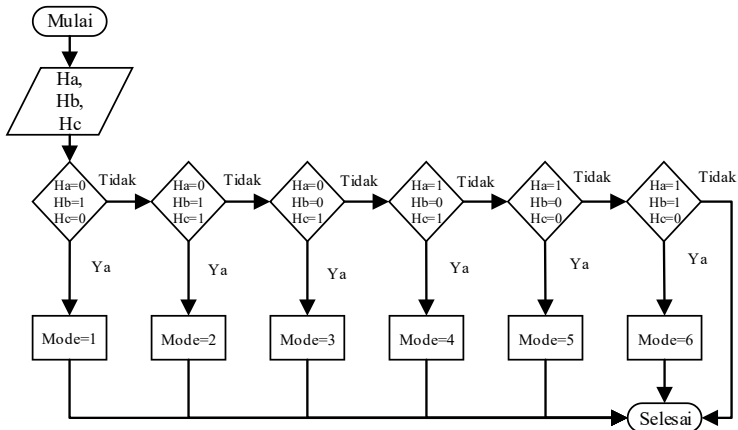


Gambar 3.2 Pemodelan Kontrol Kecepatan Motor BLDC menggunakan SSTPI

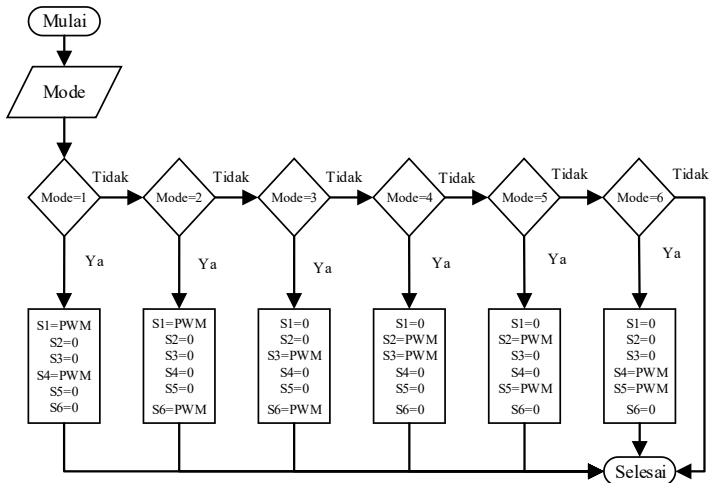
Sinyal *hall* dikonversi menjadi mode-mode sesuai dengan Tabel 2.1 untuk mempermudah analisis. Selanjutnya, mode tersebut akan digunakan dalam penentuan urutan penyalan saklar. Algoritma penentuan mode pada Matlab Simulink direalisasikan dalam bentuk Matlab Function dengan diagram alir yang ditunjukkan pada Gambar 3.3.

Penentuan urutan penyaklaran pada SSTPI dimodelkan dalam blok *switch selector* dengan Matlab Function menggunakan fungsi logika “*if*”. Masukan dari fungsi tersebut adalah sinyal pulsa PWM dengan *duty cycle* D yang ditentukan oleh pengontrol PI dan mode dari blok *mode*.

Blok *switch selector* akan melakukan sinyal PWM sesuai dengan mode yang diterima dari blok *mode*. Algoritma blok *switch selector* diberikan pada diagram alir di Gambar 3.4.



Gambar 3.3 Diagram Alir Blok Mode

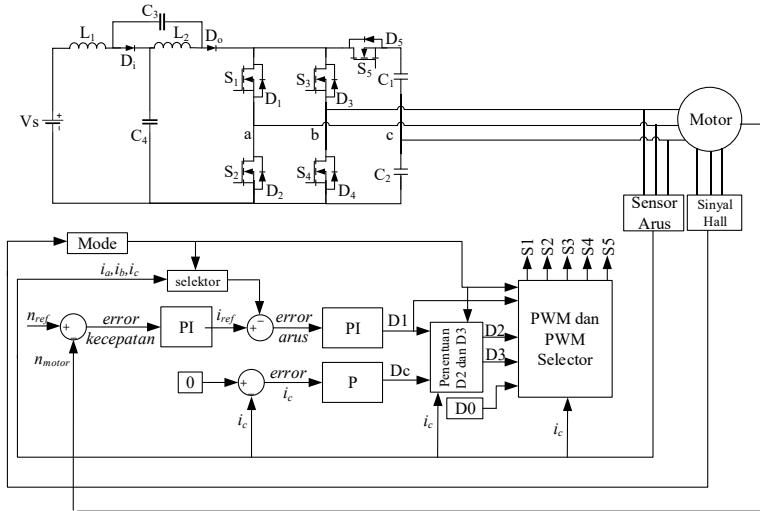


Gambar 3.4 Diagram Alir Blok Switch Selector

3.3 Konfigurasi Kontrol Kecepatan Menggunakan FS-qZTPI

Kontrol kecepatan motor BLDC dilakukan dengan mengatur nilai RMS tegangan fasa motor. Kontrol kecepatan pada penelitian ini menggunakan FS-qZTPI yang diberi sumber DC konstan 100 Volt. Skema penyalan PWM berbasis vektor tegangan diterapkan pada FS-

qZTPI untuk mengontrol kecepatan motor BLDC dengan mengatur nilai RMS dari tegangan stator. Penelitian ini menggunakan dua pengontrol PI. Pengontrol PI pertama digunakan untuk mengontrol kecepatan motor dan PI kedua digunakan untuk membatasi arus stator dari motor yang akan berpengaruh pada torsi motor[7]. Satu kontrol P digunakan untuk mengontrol arus fasa C saat fasa C dalam kondisi tidak aktif. Gambar 3.5 menunjukkan konfigurasi sistem kontrol kecepatan FS-qZTPI.



Gambar 3.5 Konfigurasi Kontrol Kecepatan FS-qZTPI

3.4 Perancangan FS-qZTPI

FS-qZTPI digunakan untuk menyuplai motor BLDC dengan daya 874 watt sesuai dengan Tabel 3.1. Sehingga FS-qZTPI didesain dengan daya sebesar 900 watt. Dengan memperhitungkan kelemahan FSTPI yang hanya dapat menggunakan setengah dari tegangan sumber, dilakukan penguatan tegangan sehingga tegangan *DC-link* masukan inverter menjadi 200 volt menggunakan rangkaian *quasi Z-Source* pada desain.

3.4.1 Penentuan Nilai Kapasitor FSTPI

Desain FSTPI disesuaikan dengan motor yang digunakan. Motor dengan daya 874 watt dan arus *rating* 10,20 ampere digunakan pada penelitian ini. Berdasarkan topologi FSTPI yang disediakan pada

Gambar 2.9 pada bab 2, maka dapat dihitung nilai kapasitor dengan menentukan nilai *ripple* tegangan yang diinginkan. FSTPI didesain memiliki *ripple* tegangan maksimum 3% dan diasumsikan bekerja pada beban dan kecepatan *rating* 2.9588 Nm dan 2820 RPM. Sehingga arus kapasitor dapat ditentukan dengan persamaan 2.21 dan 2.33.

$$I_{cap1} = I_{cap2} = I_{cap} = \frac{I_c}{2} = 5,1 \text{ A}$$

Sementara,

$$I_{max} = \frac{T_e e_c}{72L_s}$$

Untuk menentukan I_{max} , perlu diketahui data parameter motor sebagai sesuai dengan spesifikasi pada Tabel 3.1,

$$e_c = \frac{k_e}{2} \omega = \frac{0,3269}{2} \times \frac{2820 \times 2\pi}{60} = 48,27 \text{ V}$$

$$T_e = \frac{1}{RPS} \times \frac{1}{Pole} = \frac{60}{2820} \times \frac{1}{4} = 0,005319 \text{ detik}$$

$$I_{max} = \frac{T_e e_c}{72L_s} = \frac{0,005319 \times 48,27}{0,000855} = 4,1707 \text{ A}$$

Dengan mendapatkan nilai arus, maka dapat ditentukan nilai Q dengan persamaan 2.26, 2.32, dan 2.34.

$$Q_k = I_{cap} \times \frac{T_e}{3} = 5,1 \times \frac{0,005319}{3} = 0,009043 \text{ C}$$

$$Q_s = \frac{I_{max} T_e}{3\pi} = \frac{4,1707 \times 0,005319}{3\pi} = 0,002354 \text{ C}$$

$$Q_{C1} = Q_{C2} = Q = Q_k + Q_s = 0,011396 \text{ C}$$

Dengan persamaan 2.19 diketahui nilai tegangan kapasitor adalah,

$$V_{cap} = \frac{V_{DC-link}}{2} = \frac{200}{2} = 100 \text{ volt}$$

Setelah mendapatkan nilai Q dan V_{cap} , dapat dihitung kapasitor yang dibutuhkan untuk mendapatkan *ripple* tegangan maksimum sesuai desain dengan persamaan 2.22.

$$\Delta V_{cap} = \frac{Q}{C}$$

$$C_1 = C_2 = C = \frac{Q}{\Delta V_C} = \frac{0,011396}{0,05 \times 100} = 0,0024 \text{ F} = 2,4 \text{ mF}$$

Dengan memperhitungkan kapasitor yang ada di pasaran, dipilih kapasitor 3 mF sehingga nilai *ripple* tegangan maksimum menjadi,

$$\Delta V_C = \frac{Q}{C} = \frac{0,011396}{0,003} = 3,8 \text{ volt}$$

Nilai *ripple* tersebut masih di bawah 5% sehingga masih dapat ditoleransi.

3.4.2 Penentuan Parameter Rangkaian *Quasi Z-Source*

3.4.2.1 Penentuan Faktor Penguatan dan *Duty Shoot-through*

FS-qZTPI dilengkapi rangkaian *quasi Z source* untuk meningkatkan tegangan keluaran inverter. Berdasarkan analisis pada bab 2, diketahui jika topologi FS-qZTPI membutuhkan suplai tegangan 2 kali tegangan *rating*-nya agar mampu bekerja seperti pada topologi VSI konvensional. Pada Tabel 3.1 ditunjukkan bahwa tegangan terminal motor adalah 100 volt. Persamaan 2.46 dan 2.48 digunakan untuk menentukan penguatan tegangan yang dibutuhkan.

$$G = \frac{V_O}{V_S} = \frac{200}{100} = 2$$

Dengan persamaan 2.48 dihitung *duty shoot-through* yang dibutuhkan

$$V_O = GV_S = BV_S (1 - D_0)$$

$$G = \frac{1-D_0}{1-2D_0}$$

$$D_0 = \frac{G-1}{G+1} = \frac{2-1}{2+1} = 0,33$$

Frekuensi penyaklaran inverter ditentukan 25 kHz, sehingga periode *shoot-through* adalah,

$$D_0 = T_0 f_s$$

$$T_0 = \frac{D_0}{f_s} = \frac{0,33}{25000} = 13,33 \mu s$$

3.4.2.2 Penentuan Nilai Induktor

Nilai induktor ditentukan berdasarkan nilai *ripple* arus maksimum yang diinginkan pada induktor. Pada penelitian ini, nilai *ripple* arus ditentukan sebesar 60% dari nilai rata-rata arus yang mengalir melalui induktor. Nilai rata-rata arus yang mengalir pada induktor dihitung dengan persamaan 2.49.

$$I_L = \frac{P}{V_S} = \frac{900}{100} = 9 \text{ A}$$

Sehingga nilai arus pada induktor jika *ripple* arus 60% adalah:

$$I_{L-max} = I_L + \frac{9 \cdot 60\%}{2} = 9 + 2,7 = 11,7 \text{ A}$$

$$I_{L-min} = I_L - \frac{9 \cdot 60\%}{2} = 9 - 2,7 = 6,3 \text{ A}$$

$$\Delta I_L = 11,7 - 6,3 = 5,4 \text{ A}$$

Berdasarkan persamaan 2.36 dan 2.44, diberikan perhitungan untuk menentukan nilai tegangan kapasitor sebagai berikut,

$$V_{C4} = V_S \frac{T_1}{T_1 - T_0} = 100 \frac{40 - 13,33}{(40 - 13,33) - 13,33} = 200 \text{ V}$$

Nilai induktor L1 dan L2 ditentukan dengan persamaan 2.52.

$$L_1 = L_2 = \frac{T_0 * V_{C4}}{\Delta I_L} = \frac{13,33 * 200 * 10^{-6}}{5,4} = 494 \mu H$$

3.4.2.3 Penentuan Nilai Kapasitor

Nilai minimum kapasitor ditentukan berdasarkan nilai *ripple* tegangan maksimum yang diinginkan pada kapasitor. Pada penelitian ini, nilai *ripple* tegangan ditentukan sebesar 0,1% dari nilai rata-rata tegangan pada kapasitor. Persamaan 2.53 digunakan untuk menghitung nilai kapasitor C3 dan C4.

$$C_3 = C_4 = \frac{T_0 * I_{L-max}}{\Delta V_{C4}} = \frac{11,7 * 13,33 * 10^{-6}}{0,1\% * 200} = 780 \mu F$$

3.5 Pemodelan Kontrol Strategi FS-qZTPI

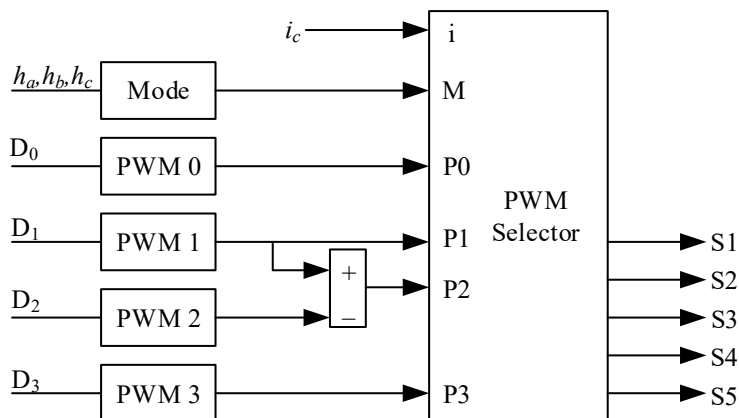
Pemodelan kontrol strategi FS-qZTPI dilakukan menggunakan perangkat lunak MATLAB Simulink. Strategi kontrol yang digunakan untuk penyalaaan saklar pada pemodelan ini adalah kontrol vektor tegangan. Mode operasi motor pada setiap kombinasi sinyal sensor *hall* pada motor pada Tabel 2.2 pada bab 2 digunakan untuk merealisasikan metode kontrol ini.

3.5.1 Penentuan Mode berdasarkan Sinyal *Hall*

Motor BLDC yang digunakan pada penelitian ini adalah motor BLDC tiga fasa dengan tiga sensor *hall*. Setiap kombinasi sinyal sensor menunjukkan posisi rotor dari motor. Berdasarkan Tabel 2.2, dapat ditentukan mode dari setiap kombinasi sinyal *hall*. Model tersebut direalisasikan pada blok Matlab Function. Sebelumnya telah dibahas mengenai penentuan mode dengan diagram alur disediakan pada Gambar 3.3.

3.5.2 Pemodelan Strategi Penyaklaran Berbasis Vektor Tegangan dengan PWM

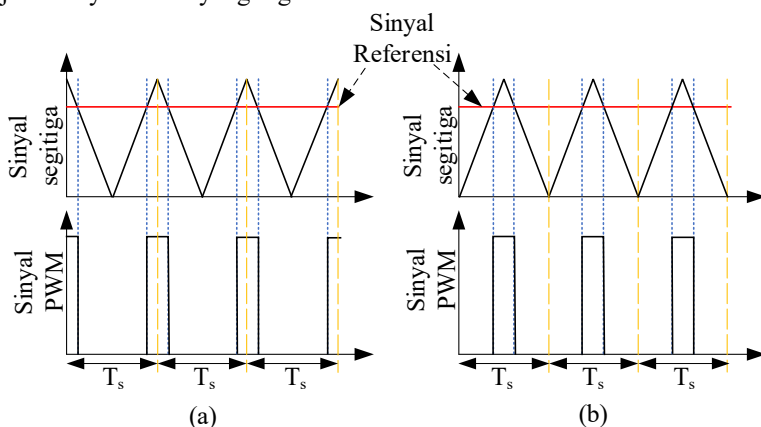
Strategi penyaklaran vektor tegangan seperti pada Tabel 2.3 sampai 2.6 dimodelkan dengan PWM pada Matlab Simulink. Pada Gambar 3.6 ditunjukkan skema kontrol vektor tegangan yang digunakan.



Gambar 3.6 Skema Penyalaan Berbasis Vektor Tegangan dengan PWM

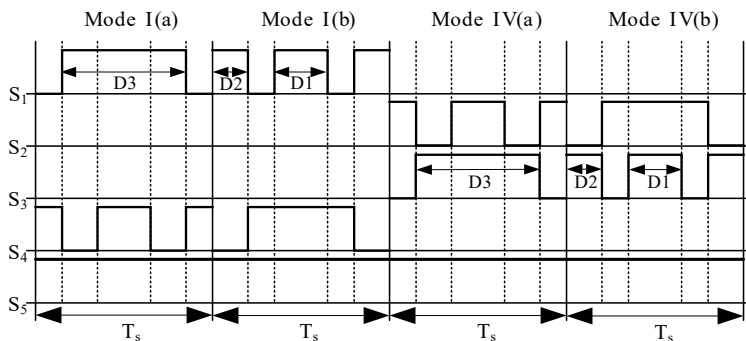
3.5.2.1 *Pemodelan Vektor Tegangan dengan PWM*

Pemodelan vektor tegangan yang digunakan pada strategi kontrol ini dilakukan dengan dua jenis PWM dengan salah satu sinyal karier segitiga yang diubah sudut fasanya. Gambar 3.7 menunjukkan dua jenis sinyal PWM yang digunakan.

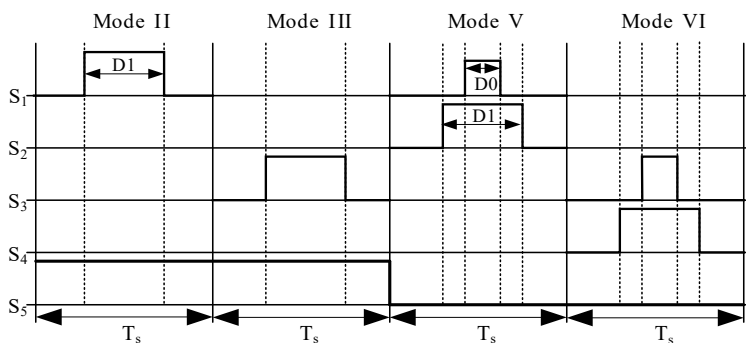


Gambar 3.7 (a) Sinyal PWM dengan sudut fasa segitiga 0 derajat, (b) Sinyal PWM dengan sudut fasa segitiga 180 derajat

Kedua sinyal PWM tersebut dikombinasikan agar dapat membentuk vektor tegangan yang diinginkan. Digunakan 4 modul PWM yaitu PWM_1, PWM_2, PWM_3 dan PWM_0. PWM_1 digunakan untuk membentuk sinyal PWM dari vektor tegangan utama pada setiap mode yang telah disediakan pada Tabel 2.3. PWM 2 digunakan untuk membentuk vektor tegangan $V(00011)$ pada mode I dan $V(01001)$ pada mode IV. PWM 3 digunakan untuk membentuk vektor tegangan $V(10001)$ pada mode I dan $V(00101)$ pada mode IV. PWM 0 digunakan untuk memasukkan *shoot-through* pada mode V dan VI. Bentuk sinyal PWM yang digunakan untuk masing-masing vektor tegangan pada setiap mode ditunjukkan pada Gambar 3.8 dan Gambar 3.9.



Gambar 3.8 Sinyal PWM untuk Mode I dan Mode IV



Gambar 3.9 Sinyal PWM untuk Mode V, VI, II dan III

PWM 1, PWM 3, dan PWM 0 menggunakan jenis PWM dengan sinyal segitiga yang memiliki sudut fasa 0 derajat. Sedangkan untuk PWM 2 menggunakan sinyal PWM dengan sinyal segitiga yang memiliki sudut fasa 180 derajat. Sesuai dengan Gambar 3.6, sinyal PWM 2 akan digabungkan dengan sinyal PWM 1 untuk membentuk sinyal PWM yang diinginkan seperti pada Gambar 3.8 yaitu pada mode I(a) saklar 4, mode I(b) saklar 1, mode IV(a) saklar 2 dan mode IV(b) saklar 3.

3.5.2.2 Penentuan Duty Cycle

Duty cycle pada PWM ditentukan dari keluaran pengontrol PI dan P yang digunakan. Untuk PWM 1, *duty cycle* D1 ditentukan langsung dari keluaran PI. D1 digunakan untuk mengikuti referensi dari pengontrol. PWM 0 diatur oleh D0 yang merupakan *duty shoot-through* yang telah ditentukan sebelumnya yaitu 0,33.

PWM 2 dan PWM 3 diatur oleh *duty cycle* D2 dan D3 secara berurutan yang ditentukan dengan persamaan pada Tabel 2.6 berdasarkan nilai arus fasa C pada motor. Berdasarkan analisis pada bab 2, arus fasa C diatur agar menjadi nol pada mode I dan IV. Pada kenyataannya, tidak memungkinkan untuk menjaga arus fasa C tetap nol sehingga ditentukan batas *threshold* yaitu I_{th} sebesar 0,1. Tabel 3.2 menunjukkan nilai D2 dan D3 berdasarkan mode operasi motor.

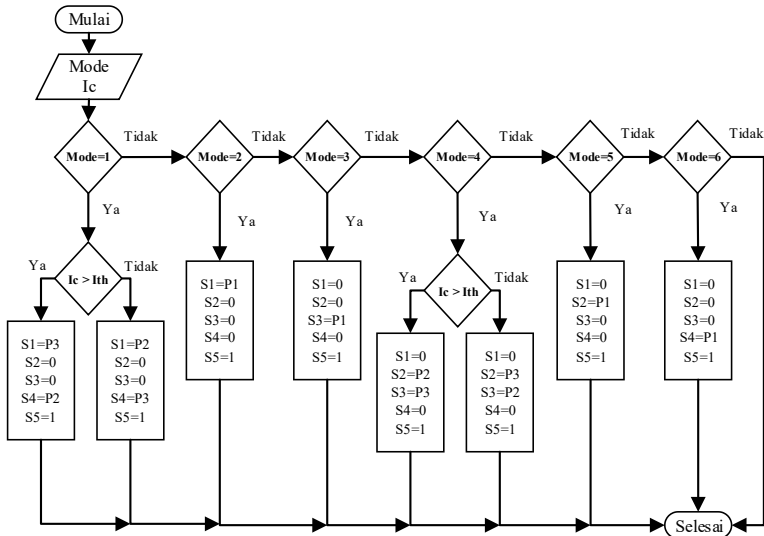
Tabel 3.2 Penentuan D2 dan D3 Berdasarkan Arus Fasa C

Mode	Duty PWM	Persamaan Duty
I (a)	D2	$(1-D1)/2-Dc$
	D3	$(1+D1)/2+Dc$
I(b)	D2	$(1-D1)/2+Dc$
	D3	$(1+D1)/2-Dc$
IV(a)	D2	$(1-D1)/2-Dc$
	D3	$(1+D1)/2+Dc$
IV(b)	D2	$(1-D1)/2+Dc$
	D3	$(1+D1)/2-Dc$

3.5.2.3 Penyalaan Saklar dengan Sinyal PWM

Setelah *duty cycle* tiap PWM ditentukan, maka sinyal keluaran PWM akan digunakan sebagai sinyal kontrol penyalaan lima saklar yang pada inverter. Keluaran kelima sinyal kontrol S1-S5 ditentukan berdasarkan posisi rotor yang diterjemahkan ke dalam mode-mode yang

telah dibahas sebelumnya dan nilai dari arus fasa C dibandingkan dengan I_{th} . Keluaran sinyal kontrol ditentukan oleh *PWM Selector* sesuai Gambar 3.9. Diagram alir dari blok tersebut diberikan pada Gambar 3.10.

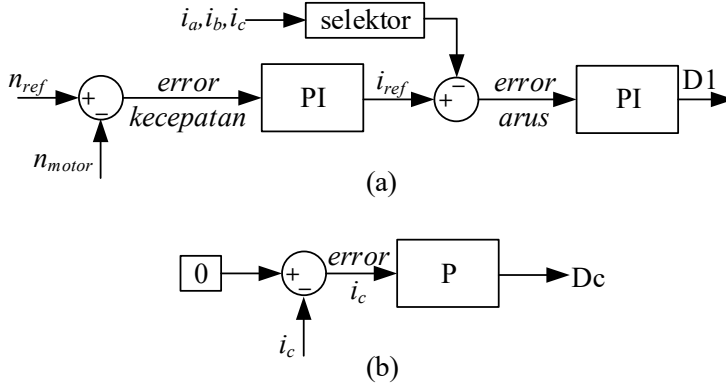


Gambar 3.10 Diagram Alir Blok *PWM Selector*

3.6 Pemodelan Pengontrol PI

Pengontrol PI digunakan untuk melakukan kontrol kecepatan motor BLDC dan arus dari stator motor BLDC. Kontrol yang digunakan menggunakan dua PI yang digunakan untuk mengikuti referensi kecepatan yang diberikan dan menyesuaikan besar arus pada stator dengan kebutuhan arus berdasarkan torsi motor.

Selain untuk melakukan kontrol kecepatan dan arus pada motor, pengontrol P digunakan untuk menghasilkan *duty cycle* Dc dari sinyal error antara arus fasa C yang harusnya nol pada mode I dan IV. *Duty cycle* Dc akan digunakan pada perhitungan penentuan *duty cycle* D2 dan D3. Pemodelan pengontrol PI dan P ditunjukkan pada Gambar 3.11 (a) dan (b).



Gambar 3.11 Pemodelan Pengontrol PI (a) Pemodelan Pengontrol PI untuk Kontrol Kecepatan dan Arus SSTPI dan FS-qZTPI (b) Pemodelan Pengontrol P untuk Kontrol Arus Fasa C pada FS-qZTPI

3.6.1 Penentuan Umpan Balik Pengontrol PI

Pengontrol PI yang digunakan memiliki dua umpan balik, yaitu umpan balik kecepatan motor dan arus fasa motor. Umpan balik kecepatan berfungsi untuk menjaga kecepatan motor agar kecepatan motor selalu mengikuti kecepatan referensi. Umpan balik arus berfungsi agar arus pada yang mengalir pada fasa motor mampu menghasilkan torsi elektrik yang dapat mengikuti perubahan torsi mekanik beban. Umpan balik kecepatan digunakan untuk menghasilkan sinyal *error* kecepatan yang akan diubah menjadi sinyal referensi arus. Sinyal referensi arus tersebut akan dibandingkan dengan nilai arus fasa motor. *Error* yang dihasilkan akan diubah oleh PI kedua menjadi *duty cycle* D1. *Duty cycle* D1 selanjutnya akan digunakan pada skema penyalan saklar pada inverter.

Pada umpan balik arus, terdapat tiga arus fasa motor yang digunakan. Arus fasa yang digunakan sebagai umpan balik akan diseleksi sesuai dengan mode operasi motor. Arus fasa yang digunakan adalah arus fasa yang memiliki nilai positif pada mode tersebut. Berdasarkan Gambar 2.2 ditentukan bahwa arus fasa A digunakan sebagai umpan balik saat mode I dan II, arus fasa B pada mode III dan IV, dan arus fasa C digunakan pada mode V dan VI.

Pengontrol P untuk mengontrol arus fasa C saat mode I dan IV berfungsi sebagai penguatan terhadap *error* yang didapatkan. Referensi

ditentukan nol karena nilai arus fasa C yang diinginkan adalah nol saat mode I dan IV.

3.6.2 Penentuan Parameter Pengontrol PI

Parameter PI ditentukan secara *trial and error*. Pertama-tama dilakukan penentuan parameter P pada pengontrol PI 1 dan PI 2 agar *error* kecepatan dan arus mendekati nol. Jika kenaikan nilai P tidak lagi menurunkan *error*, maka ditentukan nilai P dengan nilai *error* paling kecil. Setelah mendapat parameter P yang sesuai, parameter I ditentukan secara hati-hati agar nilai *error* semakin kecil. Parameter I juga akan memperbaiki respons pengontrol terhadap perubahan referensi. Penentuan parameter P pada pengontrol P untuk arus fasa C ditentukan dengan metode yang sama. Pada Tabel 3.3 diberikan parameter pengontrol PID yang didapat menggunakan metode *trial and error*.

Tabel 3.3 Parameter Pengontrol PID

Pengontrol	Komponen	Nilai
PI 1	P	1,5
	I	0,5
PI 2	P	0,2
	I	0,5
P	P	0,3

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 4

HASIL DAN PEMBAHASAN

Simulasi yang dilakukan pada penelitian ini meliputi karakteristik rangkaian *quasi Z-Source*, karakteristik kontrol kecepatan menggunakan *six-switch three phase inverter* (SSTPI), karakteristik kontrol kecepatan menggunakan *4-switch quasi Z-source three phase inverter* (FS-qZTPI). Topologi FS-qZTPI merupakan metode yang di fokuskan dalam penelitian ini. Sementara, metode SSTPI yang digunakan sebagai pembanding untuk performa dari FS-qZTPI.

4.1 Karakteristik Rangkaian *Quasi Z-Source*

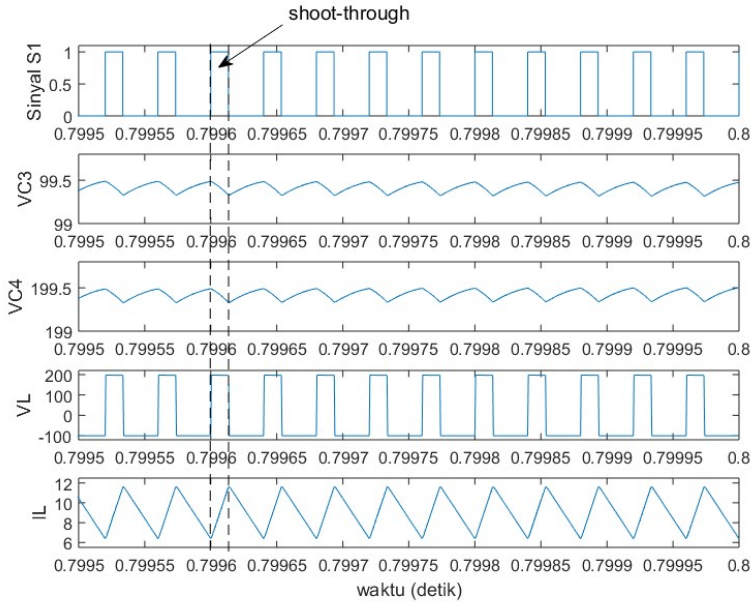
Rangkaian *Quazi Z-source* (qZ) digunakan sebagai penguat tegangan dengan memanfaatkan kondisi *shoot-through* pada inverter. Penguatan tegangan dilakukan agar FS-qZTPI mampu menyuplai motor BLDC untuk menghasilkan performa yang optimal. Topologi FSTPI konvensional hanya mampu memanfaatkan setengah tegangan sumber sehingga pada FS-qZTPI dilakukan penguatan tegangan banyak dua kali tegangan sumber. Untuk memastikan rangkaian qZ dapat beroperasi dengan baik sebelum menyuplai motor, maka dilakukan pengujian karakteristik rangkaian terlebih dahulu. Pada pengujian ini akan dilihat kondisi *shoot-through* mempengaruhi proses *charging* dan *discharging* pada kapasitor dan induktor. Selain itu tegangan sumber akan dibandingkan dengan tegangan keluaran *DC-link* untuk melihat penguatan tegangan yang terjadi.

Kondisi *shoot-through* terjadi ketika kedua saklar pada satu lengan inverter terkonduksi. Pada saat kondisi *shoot-through*, tegangan sumber (V_s) dan kapasitor C3 mengisi induktor L1, sehingga arus induktor mengalami peningkatan. Pada keadaan ini tegangan yang terukur pada induktor sama dengan tegangan pada C3.

Pada saat kondisi *non shoot-through*, arus induktor L1 dan L2 mengisi kapasitor C3 dan C4 sehingga tegangan kapasitor naik. Tegangan pada induktor negatif karena induktor mempertahankan arah arus dari keadaan *shoot-through* dan keadaan *non shoot-through*. Pengaruh kondisi *shoot-through* terhadap kapasitor dan induktor ditunjukkan pada Gambar 4.1.

Pada hasil simulasi, *ripple* tegangan pada kapasitor C3 dan C4 yang didapat adalah 0,05% dan 0,125%. Tegangan maksimum sebesar 199,5 V dan tegangan minimum sebesar 199,4 V pada kapasitor C4. Sedangkan pada kapasitor C3 didapat tegangan maksimum 99,5 V dan

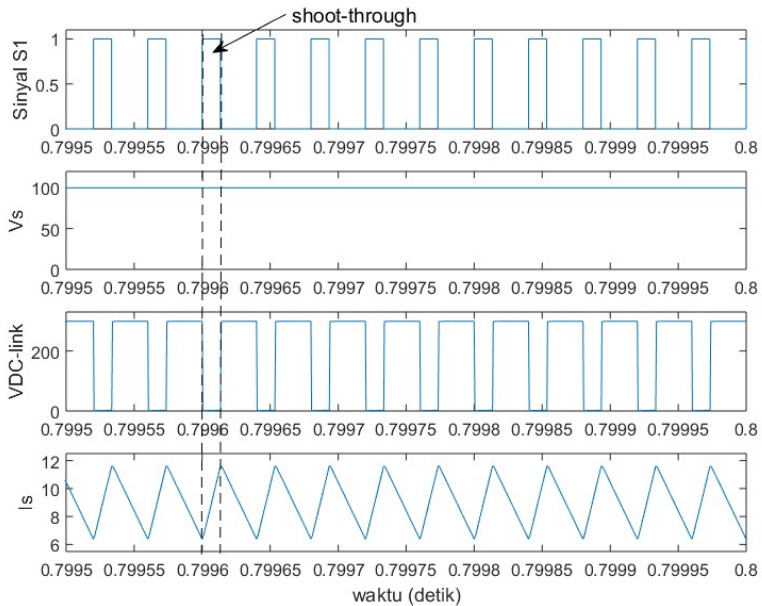
tegangan minimum 99,375 V. Pada induktor *ripple* arus didapat 66,4% atau 5,29 A dengan arus maksimum 11,53 A dan arus minimum 6,24 A.



Gambar 4.1 Karakteristik Gelombang Tegangan pada Kapasitor, Induktor, dan Arus Induktor terhadap Kondisi *Shoot-through*

Pada kondisi *shoot-through*, tegangan *DC-link* (V_{PN}) bernilai nol. Sedangkan pada kondisi *non shoot-through*, tegangan *DC-link* merupakan hasil penjumlahan dari tegangan kapasitor C4 dan induktor L2. Besar tegangan *DC-link* menjadi lebih besar dari tegangan sumber (V_s). Besar tegangan sumber adalah 100 V. Untuk menggunakan penguatan 2 kali, diperlukan *duty shoot-through* 0,33 atau periode *shoot-through* 13,33 mikrosekon untuk frekuensi penyaklaran 25 kHz. Tegangan *DC-link* yang dihasilkan memiliki nilai rata-rata 199,33 V

Pada pengujian ini telah dibuktikan karakteristik keluaran tegangan keluaran rangkaian *quasi Z-source* mampu menguatkan tegangan dua kali lipat tegangan sumber dan sudah memenuhi kebutuhan FS-qZTPI.



Gambar 4.2 Karakteristik Gelombang Tegangan V_s , V_{PN} , dan Arus Sumber

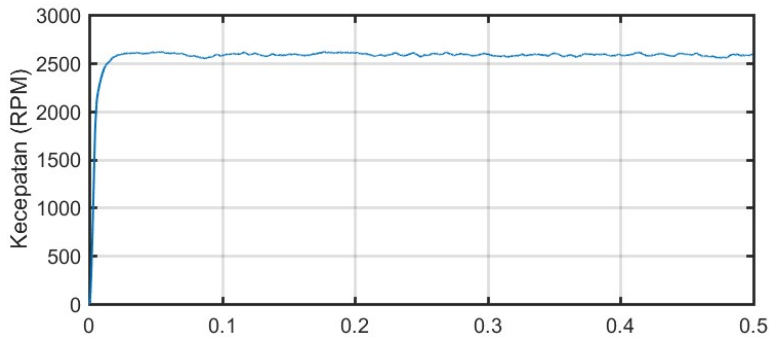
4.2 Karakteristik Kontrol Kecepatan Motor BLDC dengan *Six-Switch Three Phase Inverter (SSTPI)*

Pengaturan kecepatan dengan SSTPI dilakukan dengan menggunakan skema bipolar PWM yang telah luas digunakan karena merupakan metode yang sederhana. Akan dilakukan analisis dari pengujian *open loop* menggunakan SSTPI untuk mengetahui performa motor sebelum diberikan kontrol kecepatan. Selanjutnya, dilakukan pengujian *close loop* dengan kontrol kecepatan dan arus untuk mengetahui karakteristik kontrol kecepatan dengan SSTPI.

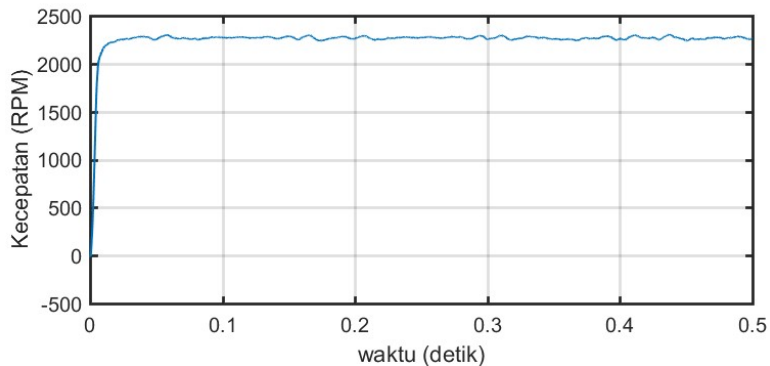
4.2.1 Analisa Pengujian *Open Loop*

Pengujian *open loop* dilakukan dengan memberi tegangan *rating* pada motor tanpa menggunakan kontrol. Hal ini dilakukan untuk mengetahui performa motor berdasarkan analisis parameter-parameter motor yaitu kecepatan, torsi, tegangan fasa, dan arus fasa motor. Pengujian tanpa beban dan berbeban dilakukan dalam penelitian ini .

Torsi mekanik diberikan sesuai *rating* yaitu 2.9588 Nm untuk pengujian berbeban.



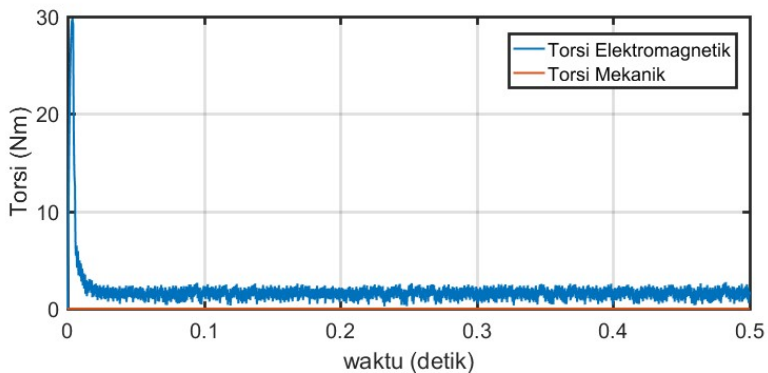
Gambar 4.3 Karakteristik Kecepatan Motor BLDC Sistem *Open Loop* Tanpa Beban



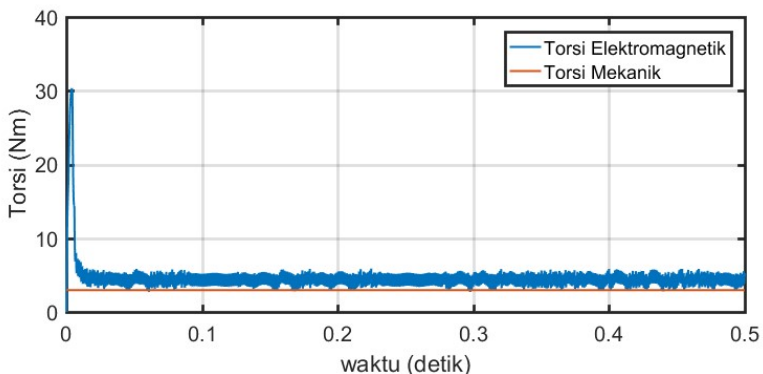
Gambar 4.4 Karakteristik Kecepatan Motor BLDC Sistem *Open Loop* dengan beban

Pada pengujian tanpa beban, didapatkan kecepatan motor sebesar 2584 RPM dengan *ripple* kecepatan sebesar 76,59 RPM atau 2,96% yang ditunjukkan dengan Gambar 4.1. Sementara itu, pada uji *open loop* dengan beban *rating*, didapatkan kecepatan 2268 RPM dengan *ripple* kecepatan 65,61 RPM atau 2,89%. Untuk mencapai kecepatan 2000 RPM, motor memerlukan waktu 5 milidetik pada kondisi tanpa beban dan 6 milidetik pada keadaan berbeban.

Penurunan kecepatan terjadi akibat pembebanan pada motor. Ketika beban naik, maka arus stator akan meningkat sehingga menyebabkan rugi-rugi tegangan akibat resistansi dan induktansi pada belitan stator naik. Walaupun pada keadaan *steady state* rugi-rugi tegangan akibat induktansi tetap harus diperhatikan karena arus stator memiliki *ripple* sehingga induktansi tetap menimbulkan rugi-rugi tegangan. Hal ini akan menyebabkan penurunan nilai BEMF yang terbangkit yang akhirnya akan menurunkan kecepatan motor berdasarkan persamaan 2.1 hingga 2.8.

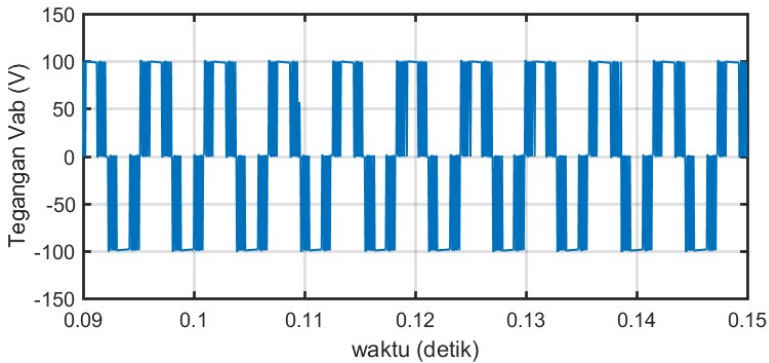


Gambar 4.5 Karakteristik Torsi Tanpa Beban

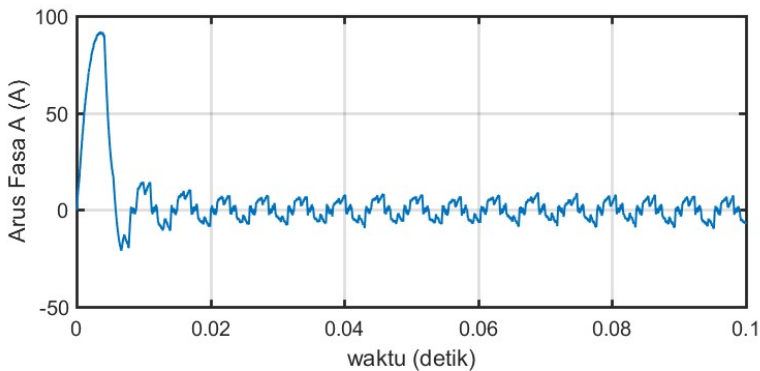


Gambar 4.6 Karakteristik Torsi dengan Beban *Rating*

Respons torsi dari motor ditunjukkan pada Gambar 4.2 dan 4.3. Dari bentuk gelombang respons torsi terlihat jika torsi elektrik yang terbangkit pada motor lebih besar daripada torsi referensi (torsi mekanik) yang diberikan. Hal ini dikarenakan terdapat rugi-rugi mekanik yang disebut dengan *viscous damping*. Rugi-rugi ini dapat berupa gesekan pada *bearing* motor, atau hambatan putar akibat udara (*windage*) yang direpresentasikan oleh sebuah konstanta redaman pada pemodelan sesuai dengan persamaan 2.9 pada bab 2. Semakin besar kecepatan motor maka akan semakin besar rugi-rugi akibat redaman tersebut. Hal ini menyebabkan torsi elektrik pada keadaan *steady state* selalu lebih besar daripada torsi mekanik.

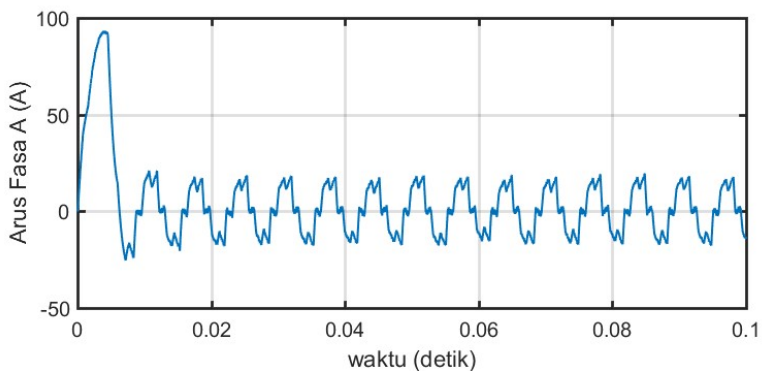


Gambar 4.7 Karakteristik Tegangan Fasa Motor BLDC



Gambar 4.8 Karakteristik Arus Fasa Motor BLDC Tanpa Beban

Bentuk tegangan fasa motor BLDC akan berusaha mengikuti tegangan BEMF motor. Motor yang digunakan memiliki bentuk gelombang trapezoid. Tegangan antar fasa pada motor BLDC diberikan pada Gambar 4.7. Jika diamati bentuk setengah gelombang positif ataupun negatif, tegangan fasa hasil simulasi memiliki bentuk pulsa dengan lebar kecil pada awal dan akhir gelombang dan pulsa dengan lebar besar pada tengah gelombang. Hal ini merupakan pendekatan terhadap gelombang BEMF motor BLDC yang berbentuk trapezoid. Besar tegangan yang puncak adalah 100 V sesuai dengan nilai tegangan sumber. Ketiga tegangan fasa pada motor BLDC yang disuplai dengan SSTPI memiliki perbedaan fasa 120 derajat dengan nilai tegangan yang sama.



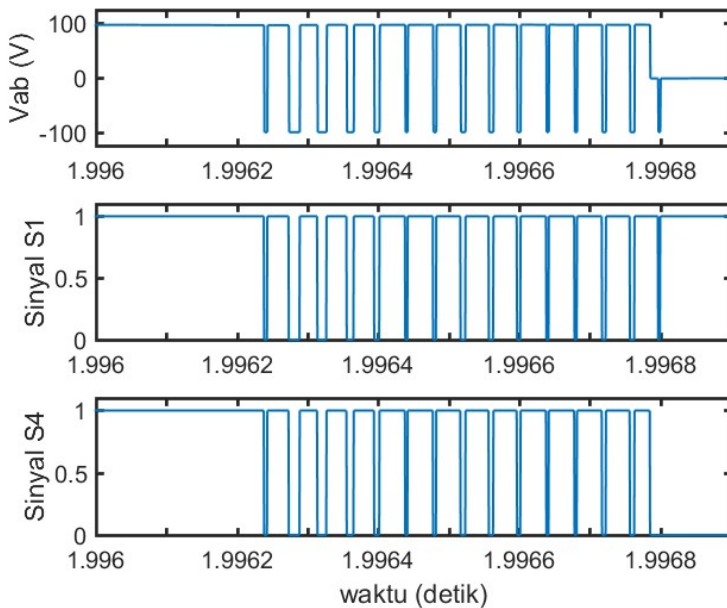
Gambar 4.9 Karakteristik Arus Fasa Motor BLDC Berbeban

Arus fasa motor memiliki bentuk *square-wave* yang juga memiliki beda fasa 120 derajat. Pada Gambar 4.8 dan 4.9 diberikan gelombang arus fasa A. Nilai arus dengan beban lebih tinggi dibandingkan dengan arus tanpa beban. Hal ini karena torsi motor BLDC proporsional terhadap arus fasa motor sesuai dengan persamaan 2.8. Terlihat bahwa arus *starting* dari motor sangat tinggi mencapai 100 A. Hal ini akan merugikan dari segi implementasi karena akan membutuhkan komponen dengan kemampuan mengalirkan arus yang lebih tinggi. Pada skema kontrol *close loop*, akan dilakukan pembatasan arus agar nilai arus *starting* motor bisa dikurangi.

4.2.2 Analisa Pengujian *Close Loop*

Pada pengujian *close loop*, akan dilihat kemampuan pengontrol untuk mempertahankan kecepatan. Selain itu, nilai dari tegangan dan arus juga akan di analisis. Pengujian dilakukan pada beban *rating* dengan kecepatan referensi 2000 RPM.

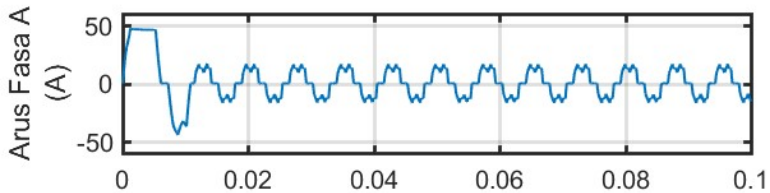
Pengaturan kecepatan motor BLDC dilakukan dengan mengatur tegangan fasa motor dengan metode PWM. *Duty cycle* dari PWM ditentukan dengan 2 pengontrol PI untuk meminimalkan *error* dari kecepatan dan arus stator. Sinyal PWM menjadi masukan saklar yang akan menentukan nilai tegangan fasa motor. Pada gambar 4.10, terlihat jika lebar pulsa penyaklaran mempengaruhi lebar pulsa tegangan fasa motor. Dengan mengatur siklus kerja (*duty cycle*) dari pulsa penyaklaran, maka tegangan dari motor dapat diatur.



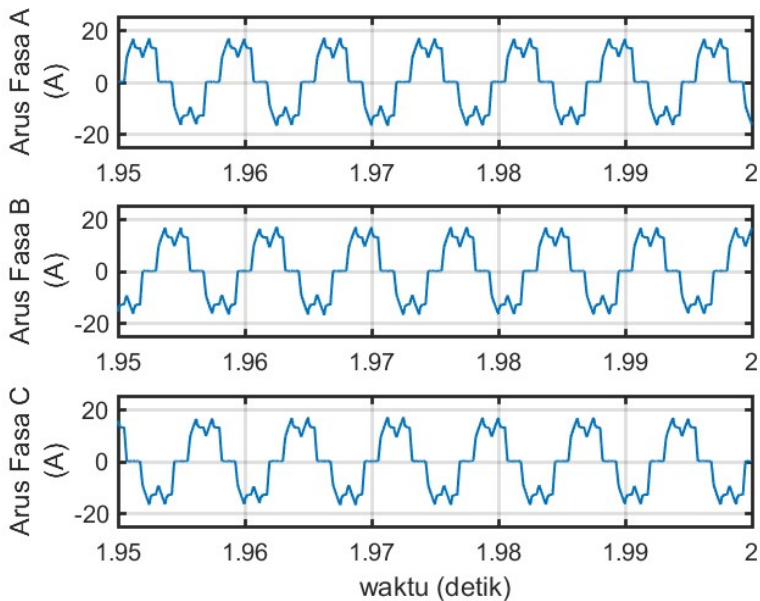
Gambar 4.10 Pengaturan Tegangan Fasa dengan Metode PWM untuk Mengatur Kecepatan Motor BLDC

Arus fasa motor dibatasi sebesar 55,3 ampere yang ditentukan berdasarkan torsi puncak motor sebesar 18,0774 Nm. Respons arus fasa

motor pada Gambar 4.11 dan 4.12 menunjukkan jika arus *starting* motor adalah tidak lebih dari 50 ampere. Sedangkan bentuk arus motor mendekati bentuk arus ideal motor BLDC yaitu *square wave*.

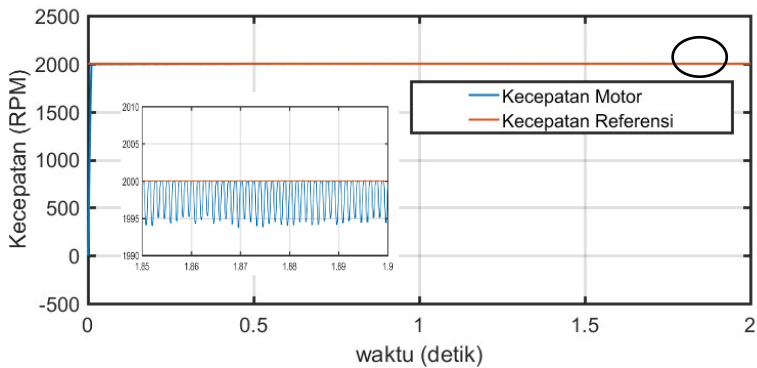


Gambar 4.11 Pembatasan Arus *Starting* pada Arus Fasa pada Kontrol Kecepatan Menggunakan SSTPI



Gambar 4.12 Bentuk Arus Kontrol Kecepatan Menggunakan SSTPI

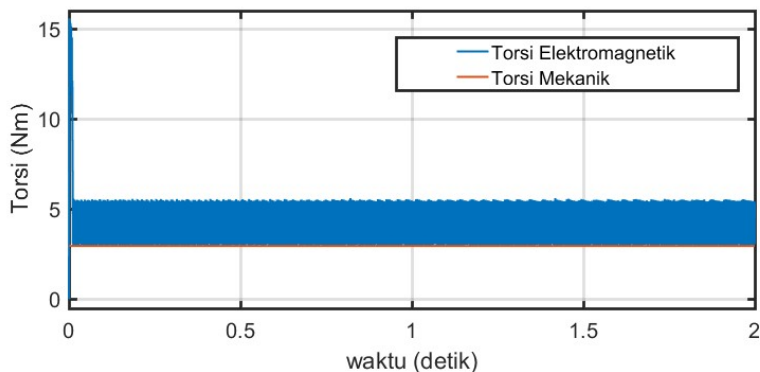
Pada Gambar 4.13, motor telah mampu mengikuti kecepatan referensi yang diberikan pada pengontrol. Kecepatan rata-rata motor adalah 1995 RPM dengan *ripple* kecepatan sebesar 6,43 RPM atau 0,32%. Profil kecepatan motor ditunjukkan pada Tabel 4.1



Gambar 4.13 Respons Kecepatan Motor BLDC menggunakan SSTPI

Tabel 4.1 Profil Kecepatan Motor dengan SSTPI

Parameter	Nilai
Kecepatan Referensi	2000 RPM
Kecepatan Rata-rata Motor	1995 RPM
Ripple Kecepatan	6,43 RPM (0,32%)
Rise Time	0,011 detik
Settling Time	0,012 detik
Error Steady State	5 RPM (0,25%)



Gambar 4.14 Respons Torsi Motor BLDC menggunakan SSTPI

Respons torsi motor ditunjukkan pada Gambar 4.14. Nilai rata-rata dari torsi elektromagnetik yang dihasilkan adalah 4,192 Nm. Pada

gambar tersebut juga dapat dianalisis bahwa dengan menggunakan kontrol, torsi *starting* dapat dibatasi tidak lebih dari 18,0774 Nm. Hal ini dilakukan dengan membatasi nilai arus membatasi nilai arus *starting* yang ditunjukkan dapat dilihat pada Gambar 4.11 sebelumnya.

4.3 Karakteristik Kontrol Kecepatan Motor BLDC dengan *Quasi Z-Source 4-Switch Three Phase Inverter* (FS-qZTPI)

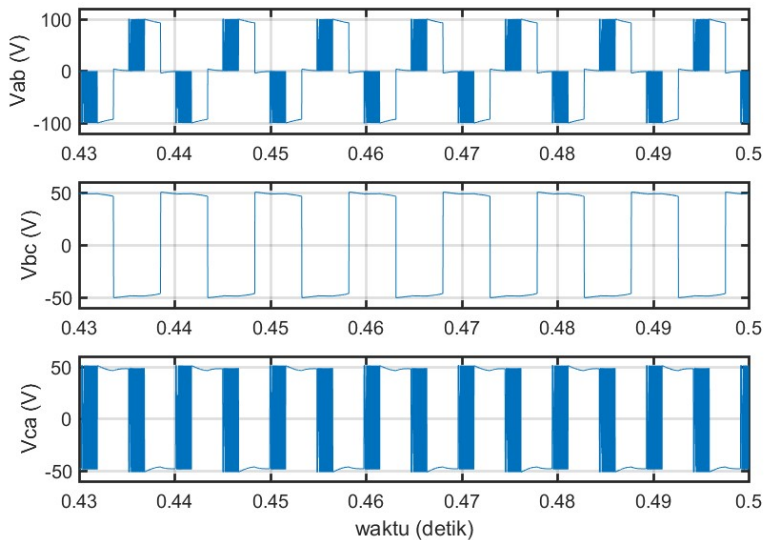
Four-switch quasi Z-source three phase inverter merupakan topologi inverter dengan mengurangi jumlah saklar yang digunakan sehingga diharapkan dapat menekan biaya inverter. Pada pengujian topologi ini akan dilihat performa inverter pada saat *open loop* dan pada saat *close loop*. Pengujian *open loop* dilakukan untuk melihat karakteristik kontrol dari FS-qZTPI akibat pengaruh dari pengurangan jumlah saklar pada inverter. Pengujian *close loop* dilakukan untuk melihat performa motor BLDC yang telah menggunakan kontrol kecepatan.

4.3.1 Analisa Pengujian *Open Loop*

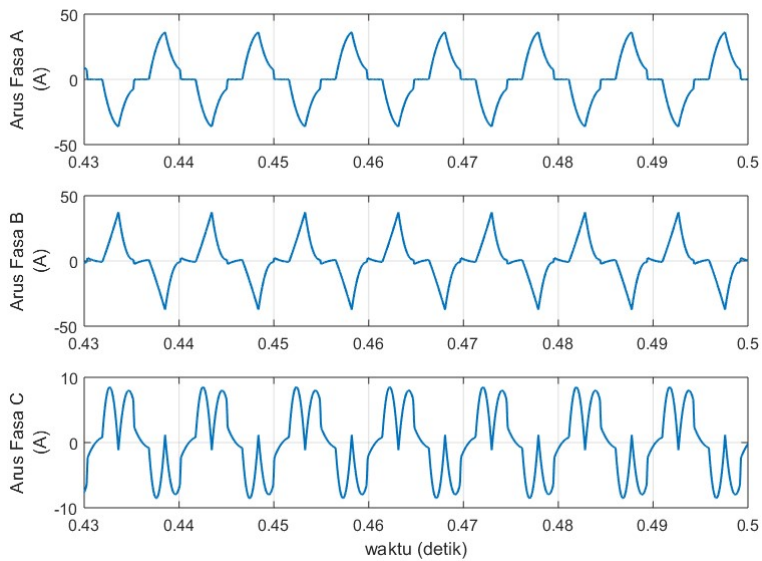
Pada analisa *open loop*, akan dilihat pengaruh penggantian saklar dengan kapasitor pada salah satu lengan inverter. Parameter yang akan dianalisis adalah nilai tegangan fasa, arus fasa motor, *ripple* tegangan pada kapasitor, kecepatan, dan torsi pada motor. Pengujian dilakukan dengan kondisi motor disuplai dengan tegangan 100V tanpa penguatan tegangan dan motor dibebani sesuai beban *rating*.

4.3.1.1 Analisa Tegangan Fasa

Pada pengujian ini, diambil gambar gelombang tegangan antar fasa motor yang disediakan pada Gambar 4.15. Pada gambar tersebut dapat dilihat jika dengan sumber DC 100V, tegangan fasa AB memiliki nilai puncak 100V, sementara fasa BC dan fasa CA memiliki nilai puncak 50V, yaitu setengah dari tegangan sumber. Hal ini dikarenakan penggunaan kapasitor yang membagi tegangan sumber pada lengan inverter fasa C sehingga tegangan antara fasa C dan fasa lain memiliki nilai maksimum 50V sesuai dengan persamaan 2.10 dan 2.11 pada bab 2. Hal ini merupakan keterbatasan dari topologi ini yang hanya mampu memanfaatkan setengah tegangan sumber.



Gambar 4.15 Tegangan Fasa V_{ab} , V_{bc} , dan V_{ca} saat Uji Open Loop



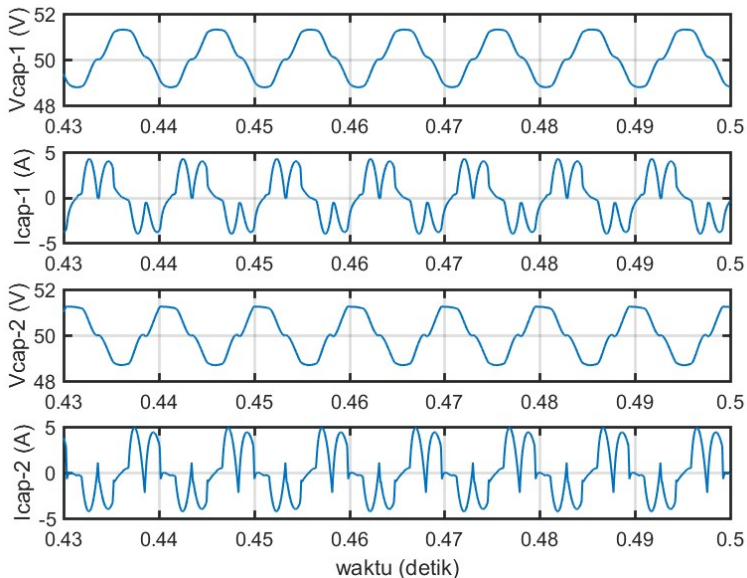
Gambar 4.16 Arus Fasa I_a , I_b , I_c , saat Uji Open Loop

4.3.1.2 Analisa Arus Fasa

Arus fasa pada FSTPI memiliki bentuk seperti pada Gambar 4.16. Arus ideal dari motor BLDC trapezoid berbentuk gelombang kotak seperti pada Gambar 2.2. Saat fasa C pada mode tidak terkonduksi (mode I dan IV), Arus fasa C harusnya memiliki nilai nol. Tapi, karena fasa C masih terkonduksi dan menimbulkan BEMF, timbul aliran arus pada fasa C yang mendistorsi arus pada fasa lain.

4.3.1.3 Analisa Arus dan Tegangan Kapasitor

Pada gelombang tegangan dan arus kapasitor yang ditunjukkan pada Gambar 4.17, dapat diperhatikan jika *ripple* tegangan (*peak-to-peak*) kapasitor C1 dan C2 secara berurutan adalah 3,6 volt dan 3,62 volt.



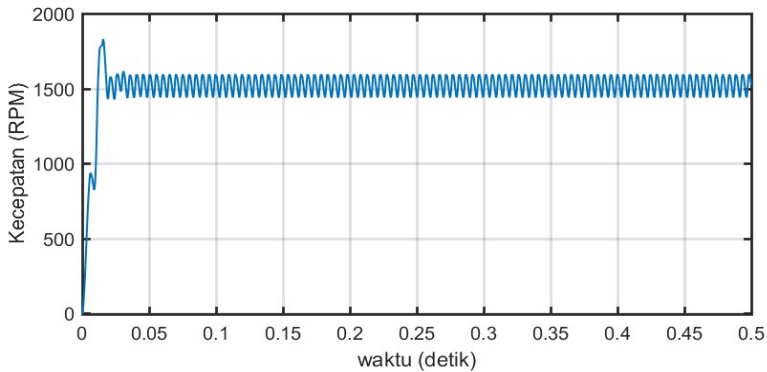
Gambar 4.17 Gelombang Tegangan dan Arus Kapasitor C1 dan C2

Ripple tegangan ini lebih kecil dari pada desain yang telah dilakukan yaitu 3,8 volt. Hal ini dikarenakan analisis arus fasa motor pada penentuan nilai kapasitor mempertimbangkan *ripple* tegangan maksimum yang dapat terjadi. Sementara itu, kondisi kerja motor saat pengujian tidak

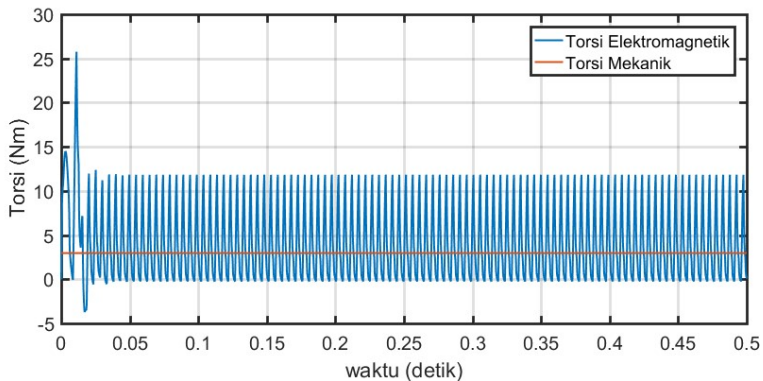
beroperasi pada kondisi *rating* sesuai dengan desain. Sehingga nilai *ripple* tegangan yang terjadi lebih rendah dari *ripple* tegangan maksimum yang diinginkan.

4.3.1.4 Analisa Kecepatan dan Torsi Motor

Kecepatan dan torsi motor BLDC yang ditunjukkan oleh Gambar 4.18 dan 4.19.



Gambar 4.18 Kecepatan Motor BLDC Uji *Open Loop* dengan FSTPI



Gambar 4.19 Torsi Motor BLDC Uji *Open Loop* dengan FSTPI

Kecepatan rata-rata motor BLDC ketika disuplai menggunakan FSTPI adalah 1540 RPM. Jika dibandingkan dengan

kecepatan yang didapat pada motor saat disuplai dengan tegangan yang sama menggunakan SSTPI, maka terlihat jika performa motor lebih rendah. Sementara, *ripple* kecepatan motor cukup tinggi yaitu 144 RPM atau 9,3%. Basar tegangan di setiap mode yang tidak sama menyebabkan *ripple* kecepatan motor. Sementara, untuk mencapai kecepatan 1500 RPM (*rise time*), motor memerlukan waktu 4,4 milidetik.

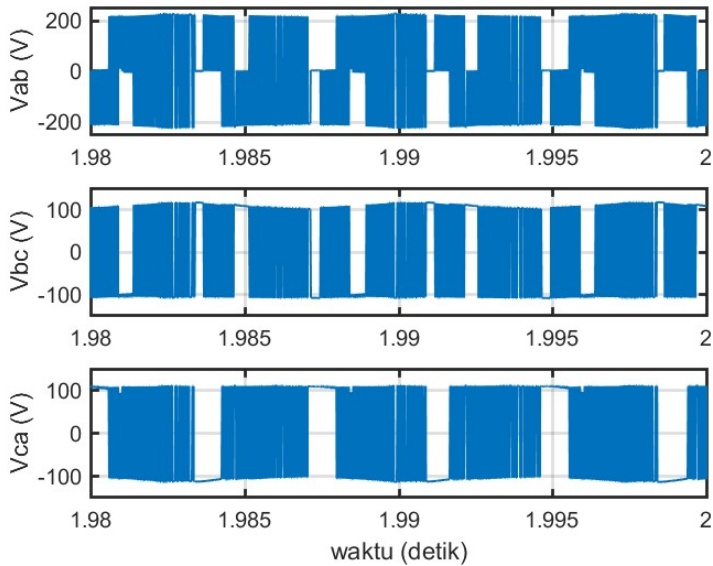
Torsi motor memiliki *ripple* yang tinggi. Torsi referensi pada Gambar 4.19 ditunjukkan pada garis merah yaitu sebesar 2,9588 Nm.

4.3.2 Analisa Pengujian Close Loop

Pengujian *close loop* dilakukan dengan memberi kecepatan referensi pada motor sebesar 2000 RPM dengan beban 2,9588 Nm. Pada pengujian ini, FS-qZPTI memanfaatkan rangkaian qZ yang didesain untuk menaikkan tegangan DC sumber sebanyak dua kali sehingga dapat menaikkan performa motor dibandingkan dengan FSTPI. Pada pengujian ini akan dilihat tegangan FS-qZPTI yang sudah mengalami penguatan, arus fasa motor, dan performa kecepatan dan torsi motor.

4.3.2.1 Analisa Tegangan Fasa

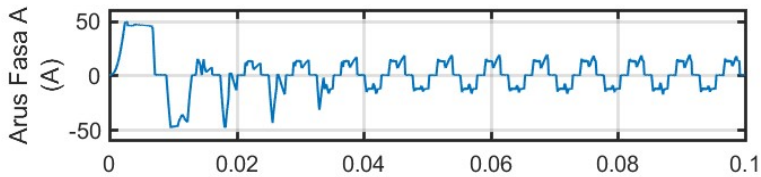
Tegangan motor seperti yang dapat dilihat pada Gambar 4.20 memiliki nilai puncak 200V untuk tegangan Vab dan 100V untuk Vbc dan Vca. Dengan penguatan tegangan yang dilakukan, nilai puncak tegangan Vbc dan Vca telah sama dengan karakteristik SSTPI. Tegangan Vab memiliki nilai puncak lebih besar daripada tegangan fasa lain. Untuk menjaga performa motor, pengontrol kecepatan menggunakan metode PWM agar nilai RMS tegangan Vab dapat menyesuaikan dengan tegangan fasa lainnya.



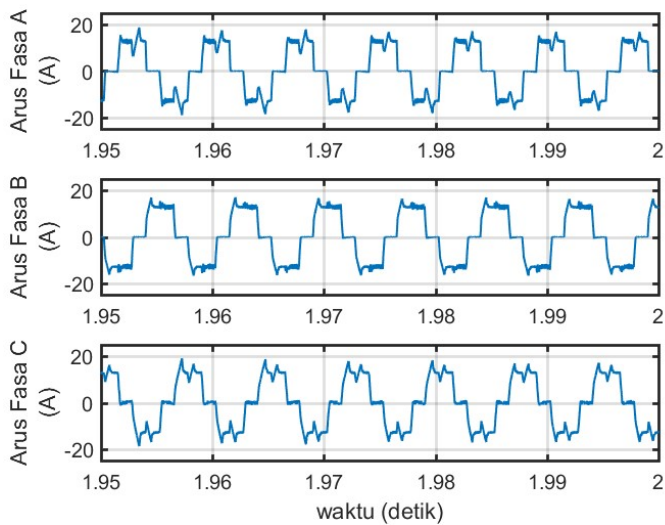
Gambar 4.20 Perbandingan Nilai Puncak Tegangan Fasa Motor BLDC yang Disuplai dengan FS-qZTPI

4.3.2.2 Analisa Arus Fasa

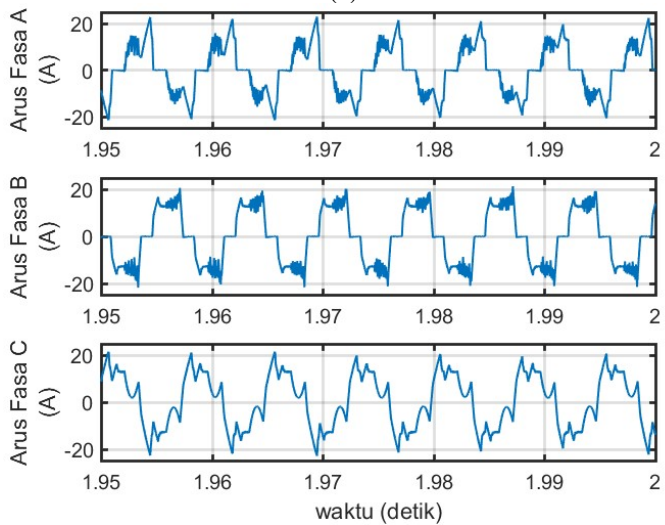
Arus fasa pada motor ditunjukkan pada Gambar 4.21 dan 4.22 (a). Pada Gambar 4.21, ditunjukkan nilai maksimum arus pada saat *starting* tidak lebih dari 50 A.



Gambar 4.21 Pembatasan Arus *Starting* pada Motor BLDC dengan FS-qZTPI



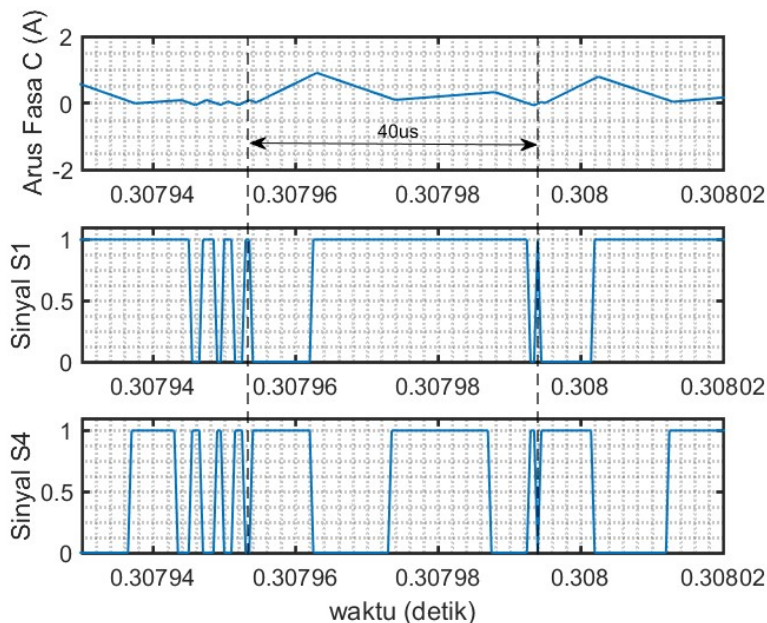
(a)



(b)

Gambar 4.22 Arus Fasa Motor BLDC (a) Menggunakan Pengontrol Arus Fasa C dan (b) Tidak Menggunakan Pengontrol Arus Fasa C

Distorsi arus fasa C dikontrol dengan menggunakan *adjusting vector* pada mode I dan IV. Pada Gambar 4.22, diperlihatkan perbedaan bentuk gelombang arus fasa saat menggunakan kontrol arus fasa C dan tidak menggunakan kontrol arus fasa C. Terlihat jika distorsi arus fasa C mempengaruhi arus fasa lainnya. Pengontrolan arus fasa C dilakukan dengan *adjusting vector* yang ditunjukkan pada Gambar 4.23. Vektor tegangan yang bekerja adalah $V(10011)$ sebagai vektor utama, $V(00011)$ dan $V(10001)$ sebagai *adjusting vektor*. Sesuai dengan skema kontrol yang ditunjukkan pada Gambar 2.16, vektor tersebut bekerja ketika nilai arus fasa C lebih besar dari I_{th} yang ditentukan. Sedangkan *adjusting vector* $V(10001)$ akan memiliki *duty cycle* lebih besar daripada $V(00011)$.



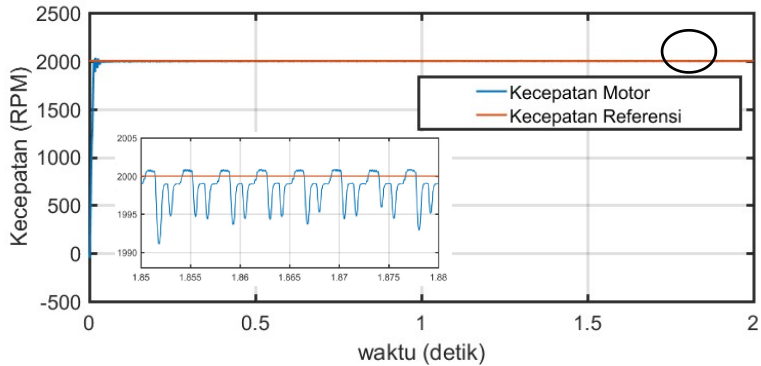
Gambar 4.23 Kontrol Arus Fasa C Menggunakan *Adjusting Vector* pada Mode I

4.3.2.3 Analisa Kecepatan dan Torsi Motor

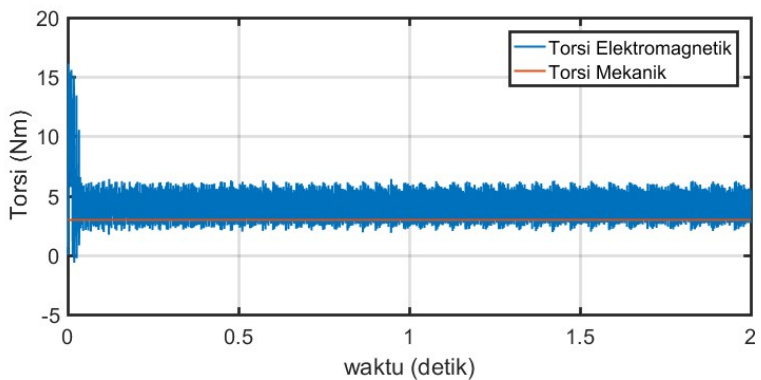
Respons kecepatan motor BLDC yang dikontrol dengan menggunakan FS-qZTPI ditunjukkan pada Gambar 4.24. Dapat dilihat jika motor mampu mengikuti kecepatan referensi yang diberikan sebesar

2000 RPM dengan *rise time* 0,014 detik dan *settling time* 0,16 detik. Selengkapnya dapat diberikan pada Tabel 4.2.

Torsi motor yang ditunjukkan dengan Gambar 4.25 memiliki *ripple (peak-to-peak)* 4.4 Nm. Sedangkan nilai torsi puncak pada saat *starting* adalah 16,1 Nm.



Gambar 4.24 Respons Kecepatan Motor BLDC dengan Menggunakan FS-qZTPI



Gambar 4.25 Respons Torsi Motor BLDC dengan Menggunakan FS-qZTPI

Tabel 4.2 Profil Kecepatan Motor dengan FS-qZTPI

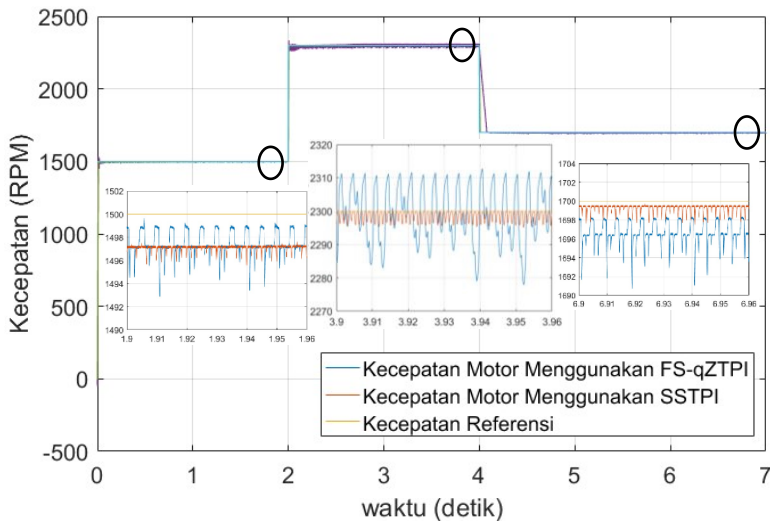
Parameter	Nilai
Kecepatan Referensi	2000 RPM
Kecepatan Rata-rata Motor	1997 RPM
<i>Ripple</i> Kecepatan	9 RPM (0,45%)
<i>Rise Time</i>	0,014 detik
<i>Settling Time</i>	0,16 detik
<i>Error Steady State</i>	3 RPM (0,15%)

4.4 Perbandingan Kontrol Kecepatan dengan SSTPI dengan FSTPI

Uji perbandingan performa kontrol kecepatan SSTPI dan FS-qZTPI dilakukan dengan dua pengujian yaitu dengan perubahan referensi kecepatan dan perubahan torsi mekanik. Pengujian ini bertujuan untuk melihat performa FS-qZPI dapat mengikuti performa SSTPI.

4.4.1 Pengujian dengan Kecepatan Berubah dan Torsi Tetap

Pada pengujian ini, diberikan masukan referensi kecepatan berubah-ubah yaitu 1500 RPM, 2300 RPM, dan 1700 RPM selama 2, 2, dan 3 detik secara berturut-turut. Torsi yang diberikan adalah 2,9588 Nm.

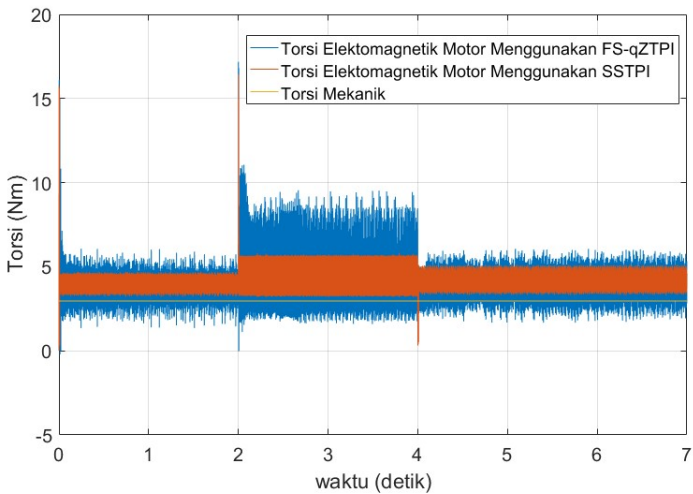


Gambar 4.26 Respons Kecepatan Motor BLDC dengan Referensi Kecepatan Berubah

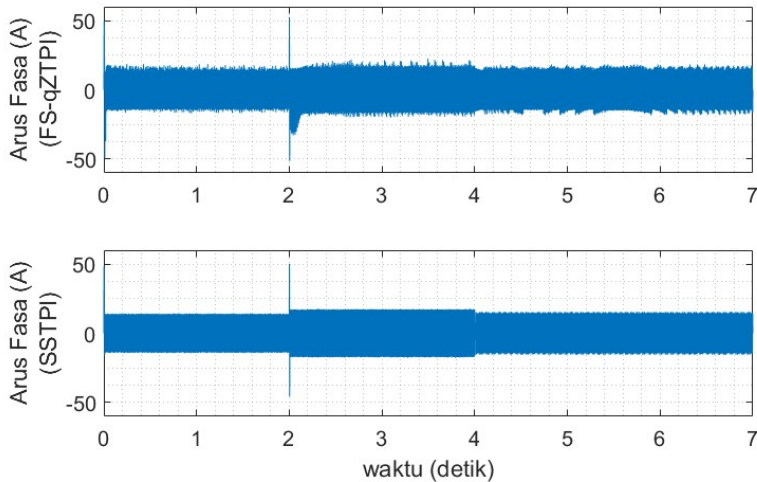
Pada Gambar 4.26 dan Tabel 4.3 ditunjukkan perbandingan performa antara SSTPI dan FS-qZTPI. Pada gambar tersebut diperlihatkan jika FS-qZTPI mampu mengikuti performa dari SSTPI.

Tabel 4.3 Perbandingan Performa FS-qZTPI dan SSTPI

Parameter	FS-qZTPI	SSTPI
Kecepatan Referensi 1500 RPM		
Kecepatan Rata-rata Motor	1496 RPM	1495 RPM
Ripple Kecepatan	13 RPM (0,87%)	6 RPM (0,40%)
Rise Time	0,011 detik	0,007 detik
Settling Time	0,25 detik	0,2 detik
Error Steady State	4 RPM (0,267 %)	5 RPM (0,333 %)
Kecepatan Referensi 2300 RPM		
Kecepatan Rata-rata Motor	2300 RPM	2296 RPM
Ripple Kecepatan	32.2 RPM (1,4%)	6 RPM (0,26%)
Error Steady State	0 RPM (0 %)	4 RPM (0,174 %)
Kecepatan Referensi 1700 RPM		
Kecepatan Rata-rata Motor	2300 RPM	2296 RPM
Ripple Kecepatan	32.2 RPM (1,4%)	6 RPM (0,26%)
Error Steady State	0 RPM (0 %)	4 RPM (0,174 %)



Gambar 4.27 Respons Torsi Motor BLDC dengan Referensi Kecepatan Berubah



Gambar 4.28 Respons Arus Fasa dengan Referensi Kecepatan Berubah

Arus pada motor mengikuti besar torsi elektromagnetik yang dibutuhkan motor yang dipengaruhi pula oleh kecepatan motor akibat konstanta redaman motor. Gambar 4.28 menunjukkan respons arus terhadap perubahan kecepatan motor. Nilai torsi elektromagnetik yang dibutuhkan motor semakin besar seiring dengan bertambahnya kecepatan, sehingga arus fasa motor juga mengalami kenaikan.

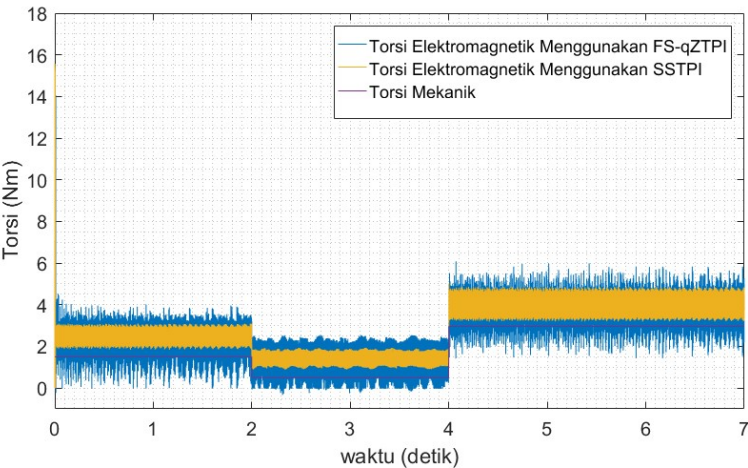
4.4.2 Pengujian dengan Kecepatan Tetap dan Torsi Berubah

Kecepatan motor pada pengujian ini ditetapkan 1500 RPM. Sedangkan torsi mekanik motor diatur berubah-ubah yaitu 1,5 Nm selama 2 detik pertama, 0,5 Nm pada 2 detik selanjutnya, 2,9588 Nm pada 3 detik terakhir. Respons torsi ditunjukkan pada Gambar 4.29. Torsi elektromagnetik rata-rata yang dihasilkan motor secara berturut-turut sesuai nilai torsi mekanik adalah 2,666 Nm, 1,427 Nm, dan 3,883 Nm.

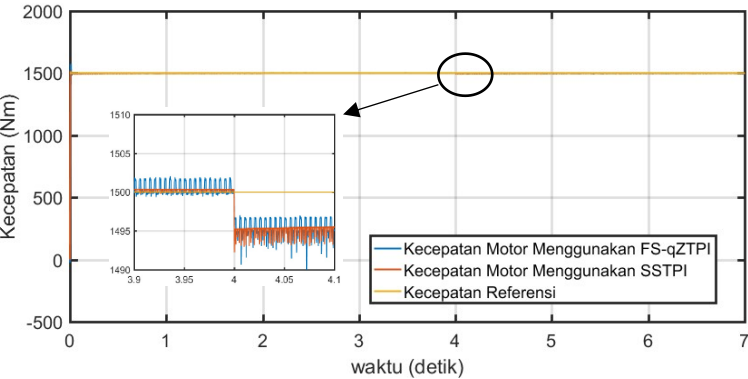
Respons kecepatan motor terhadap beban mekanik yang berubah ditunjukkan pada Gambar 4.30. Dapat dilihat dan FS-qZTPI mampu mempertahankan kan kecepatan motor konstan dengan beban mekanik yang berubah-ubah. Semakin besar torsi mekanik motor maka *error steady state* kecepatan semakin meningkat seperti pada Tabel 4.4. Namun, peningkatan tidak signifikan dan dapat disimpulkan jika

pengontrol telah mampu mempertahankan kecepatan motor dengan beban berubah. SSTPI memiliki *ripple* kecepatan yang lebih kecil dari FS-qZTPI namun, FS-qZTPI mampu mengontrol motor hingga menghasilkan *error steady state* yang lebih kecil.

Pada Gambar 4.31 juga diberikan respons arus terhadap perubahan torsi. Arus motor semakin besar ketika torsi motor bertambah.



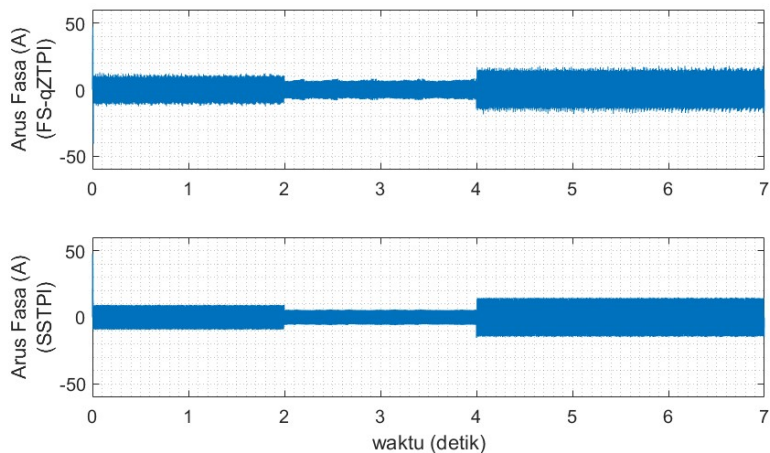
Gambar 4.29 Respons Torsi Motor BLDC dengan Torsi Mekanik Berubah



Gambar 4.30 Respons Kecepatan Motor BLDC dengan Torsi Mekanik Berubah

Tabel 4.4 Perbandingan Performa FS-qZTPI dan SSTPI

Parameter	FS-qZTPI	SSTPI
Kecepatan Referensi	1500 RPM	1500 RPM
Kecepatan Rata-rata Motor	1497,33 RPM	1496,67 RPM
Rise Time	0,011 detik	0,007 detik
Settling Time	0,25 detik	0,2 detik
Torsi Mekanik 1,5 Nm		
Ripple Kecepatan	3,13 RPM (0,209%)	0,93 RPM (0,06%)
Error Steady State	1 RPM (0,067%)	1 RPM (0,067%)
Torsi Mekanik 0,5 Nm		
Ripple Kecepatan	9,487 RPM (0,63%)	2,2 RPM (0,15%)
Error Steady State	3 RPM (0,2 %)	4 RPM (0,267 %)
Torsi Mekanik 2,9588 Nm		
Ripple Kecepatan	13 RPM (0,87%)	6 RPM (0,40%)
Error Steady State	4 RPM (0,267 %)	5 RPM (0,333 %)



Gambar 4.31 Respons Arus Fasa dengan Torsi Mekanik Berubah

Arus fasa motor yang ditunjukkan pada Gambar 4.31 mengalami perubahan pada setiap perubahan beban mekanik yang diberikan pada motor. Hal ini juga dapat dilihat pada torsi

elektromagnetik yang terbangkit pada Gambar 4.30. Sementara kecepatan motor dijaga tetap pada 1500 RPM. Terlihat pada Gambar 4.31, setiap perubahan beban, mengakibatkan respons kecepatan motor memiliki *ripple* tertentu. *Ripple* maksimum ketika motor menerima beban mekanik paling besar yaitu 2,9588 Nm.

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 5

PENUTUP

5.1 Kesimpulan

Berdasarkan hasil simulasi *4-switch quasi Z-source three phase inverter* dengan metode *current control* dapat disimpulkan beberapa hal sebagai berikut:

1. Topologi FS-qZTPI mampu mengontrol kecepatan motor BLDC sesuai kecepatan referensi yang diberikan.
2. Rangkaian *quasi Z-source* pada FS-qZTPI mampu melakukan penguatan tegangan dua kali dari tegangan sumber dengan *duty shoot-through* 0,33.
3. *Ripple* tegangan maksimum pada kapasitor C1 dan C2 pada pengujian *open loop* didapat 3,621 volt. *Ripple* tegangan ini tidak melebihi *ripple* tegangan maksimum yang ditentukan sebesar 3,8 volt.
4. Skema kontrol arus yang digunakan mampu membatasi arus *starting* pada motor BLDC yaitu tidak lebih dari 55,3 ampere.
5. Metode kontrol arus berbasis vektor tegangan mampu memperbaiki bentuk arus fasa motor dari distorsi yang disebabkan oleh BEMF fasa C dengan arus *threshold* 0,01 ampere.
6. Topologi FS-qZTPI mampu mengikuti performa yang topologi SSTPI pada kondisi beban berubah atau referensi kecepatan berubah.

5.2 Saran

Saran yang dapat diberikan untuk kepentingan pengembangan penelitian selanjutnya adalah sebagai berikut:

1. Skema kontrol dapat menggunakan *Integrated Variable Structure Control* (IVSC) untuk memperkecil *ripple* torsi dan memiliki karakteristik kontrol yang dapat menahan ketidakseimbangan beban [11].
2. Sistem kontrol kecepatan motor dapat menggunakan kecerdasan buatan agar menambah kapabilitas dan fleksibilitas sistem kontrol.

3. Skema kontrol *single reference current* dapat diterapkan pada skema kontrol seperti pada [9] untuk agar dapat mempermudah implementasi dan menekan biaya.
4. Peningkatan tegangan dapat menggunakan *single inductor* sesuai pada [11] sebagai pengganti rangkaian *quazi Z-source* untuk memperkecil ukuran rangkaian dan biaya implementasi.
5. Dilakukan implementasi sistem kontrol untuk memverifikasi hasil simulasi.

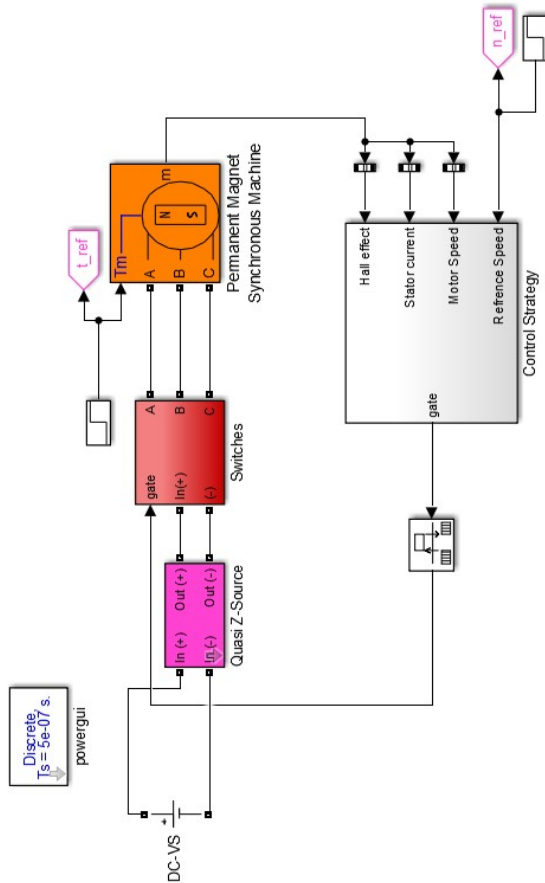
DAFTAR PUSTAKA

- [1] Lirong Shen dan Kun Xia, "Feasibility of four-switch three-phase brushless DC motor control scheme based on quasi Z-Source network," 2016, hlm. 3379–3383.
- [2] H. F. Prasetyo, A. S. Rohman, F. I. Hariadi, dan H. Hindersah, "Controls of BLDC motors in electric vehicle Testing Simulator," 2016, hlm. 173–178.
- [3] J. Zhao dan Y. Yu, *Brushless DC Motor Fundamentals*. San Jose, CA, USA: Monolithic Power Systems Inc., 2014.
- [4] Fang Zheng Peng, "Z-source inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 2, hlm. 504–510, Mar 2003.
- [5] O. Ellabban dan H. Abu-Rub, "Z-Source Inverter: Topology Improvements Review," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 10, no. 1, hlm. 6–24, Mar 2016.
- [6] D. K. Murugesan dan I. Manickam, "Reliability and cost analysis of different Power inverter topologies in Electric Vehicles," 2015, hlm. 1–4.
- [7] C. Xia, *Permanent magnet brushless DC motor drives and controls*. Hoboken, NJ: Wiley [u.a.], 2012.
- [8] M. Ridwan, H. Suryatmojo, dan C. Riawan, Dedet, "Rancang Bangun Sistem Kontrol Motor BLDC Menggunakan ANFIS Untuk Aplikasi Sepeda Motor Listrik," Institut Teknologi Sepuluh Nopember, Surabaya, 2017.
- [9] Changliang Xia, Zhiqiang Li, dan Tingna Shi, "A Control Strategy for Four-Switch Three-Phase Brushless DC Motor Using Single Current Sensor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, hlm. 2058–2066, Jun 2009.
- [10] C. Xia, D. Wu, T. Shi, dan W. Chen, "A Current Control Scheme of Brushless DC Motors Driven by Four-Switch Three-Phase Inverters," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 5, no. 1, hlm. 547–558, Mar 2017.
- [11] Changliang Xia, Youwen Xiao, Tingna Shi, dan Wei Chen, "Boost Three-Effective-Vector Current Control Scheme for a Brushless DC Motor With Novel Five-Switch Three-Phase Topology," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 12, hlm. 6581–6592, Des 2014.

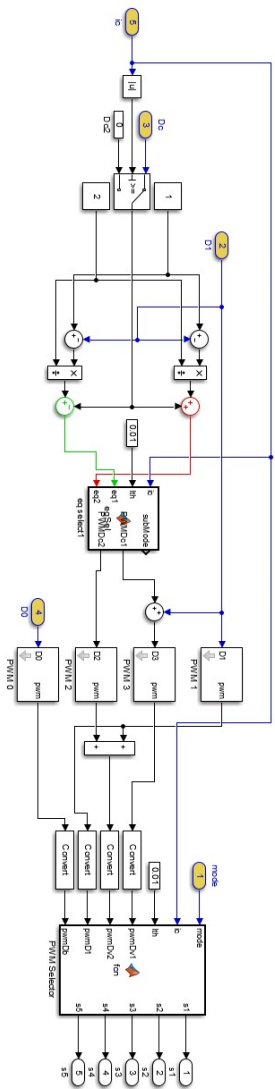
Halaman ini sengaja dikosongkan

LAMPIRAN

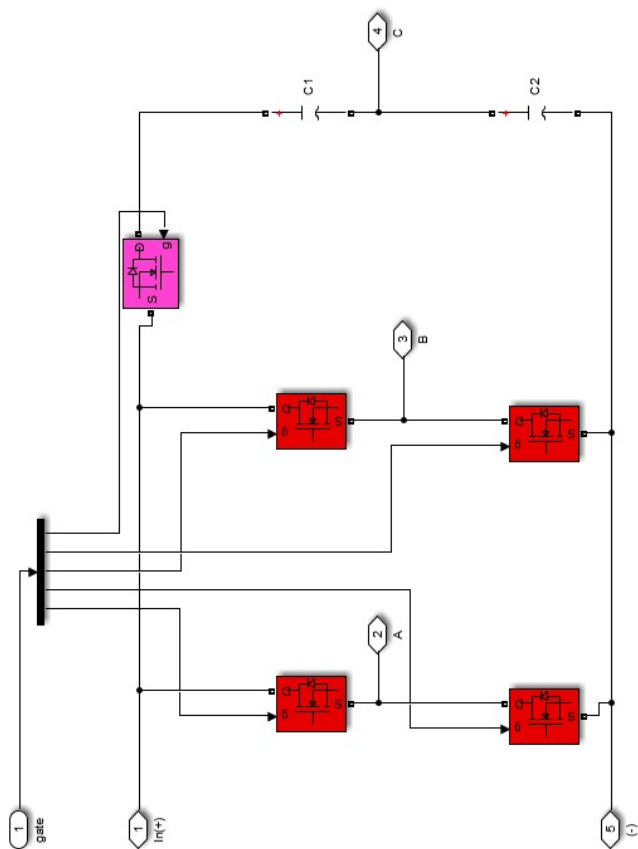
1. Pemodelan 4-Switch Quasi Z-Source Three Phase Inverter Menggunakan Matlab Simulink



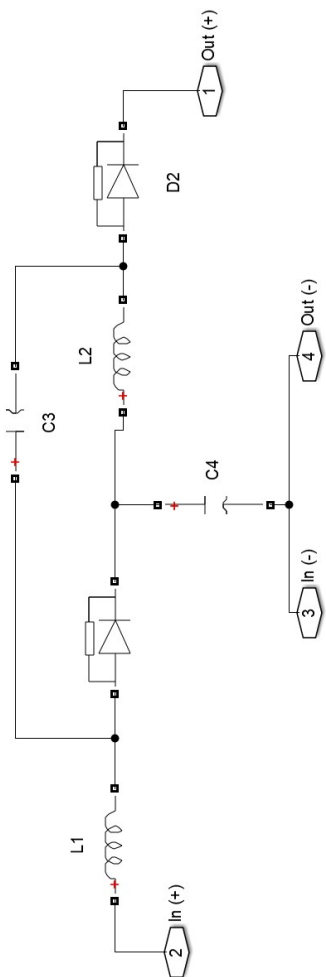
3. Blok PWM dan PWM Selector



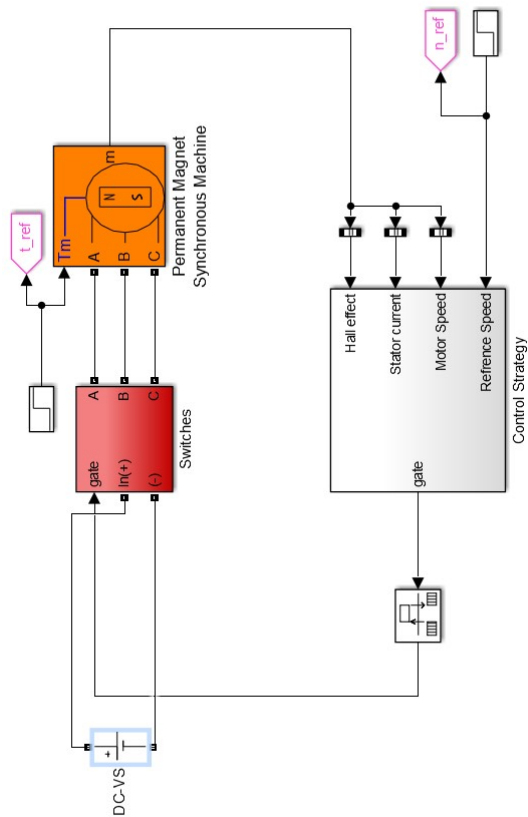
4. Blok Switches pada FS-qZTPI



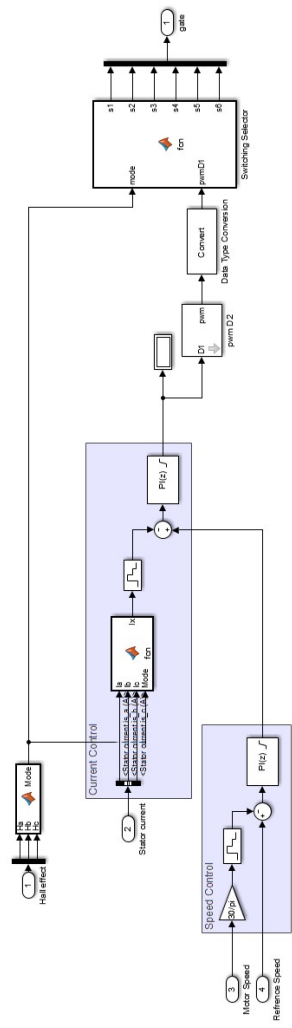
5. Blok Quasi Z-Source



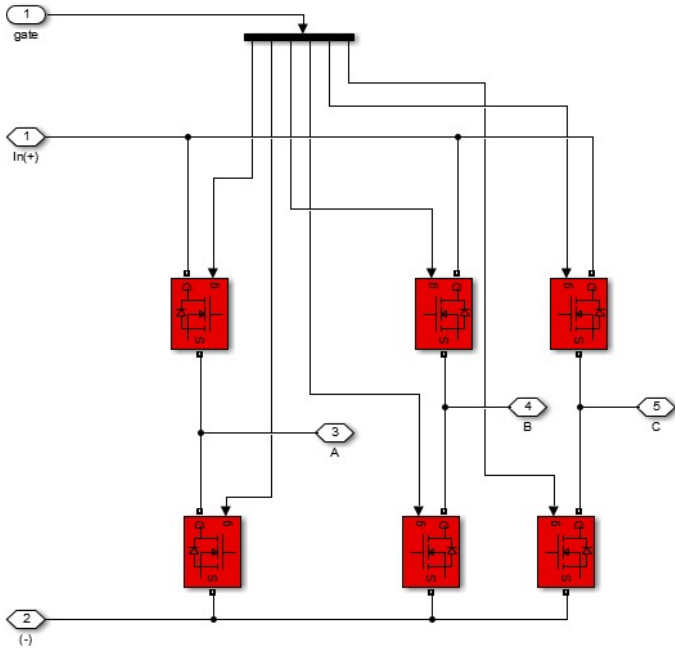
6. Pemodelan *Six-Switch Three Phase Inverter* Menggunakan Matlab Simulink



7. Blok Control Strategy pada SSTPI



8. Blok Switches



BIODATA PENULIS



Penulis memiliki nama lengkap I Wayan Wirasa yang biasa dipanggil Wirasa, dilahirkan di Desa Kayubihi, Kabupaten Bangli, Bali pada tanggal 27 Agustus 1995. Penulis merupakan anak pertama dari dua bersaudara yang lahir dari pasangan Bapak I Nyoman Selamat dan Ibu Ni Nengah Siwi. Penulis menjalani pendidikan dasar di SD Negeri 1 Kayubihi (tahun 2002 hingga 2008), melanjutkan pendidikan di SMP Negeri 1 Bangli (tahun 2008 hingga 2011) dan pendidikan menengah atas di SMA Negeri 1 Bangli (tahun 2011 hingga 2013). Selama masa sekolah penulis menghabiskan masa hidupnya di daerah. Baru ketika menginjak masa kuliah penulis berkesempatan untuk menjalani hidup merantau di Surabaya. Penulis saat mengerjakan buku tugas akhir ini sedang menempuh studi sarjana teknik di Departemen Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Elektro, Institut Teknologi Sepuluh Nopember, Surabaya. Penulis mengambil bidang studi Teknik Sistem Tenaga dan memiliki minat pada bidang konversi energi listrik. Selama kuliah penulis aktif dalam berbagai kegiatan akademis maupun non akademis. Penulis bergabung sebagai asisten dengan Laboratorium Konversi Energi Listrik di Teknik Elektro ITS sejak tahun 2016 hingga saat buku ini disusun. Penulis juga bergabung dalam kepengurusan Tim Pembina Kerohanian Hindu ITS (TPKH-ITS) dan sempat menjabat sebagai Wakil Ketua Harian I pada periode kepengurusan 2016-2017. Untuk menambah wawasan internasional penulis berkesempatan mengikuti Erasmus+ Mobility Student, yaitu sebuah program pertukaran mahasiswa ke Anadolu University, Turki selama 1 semester dari bulan September 2017 hingga Januari 2018. Penulis juga aktif mengikuti beberapa kepanitiaan di lingkup organisasi ITS. Penulis dapat dihubungi melalui email wirasagen@hotmail.com.

Halaman ini sengaja dikosongkan